J. NIARD
R. MÉRAT

COURS D'
ÉLECTRICITÉ

électronique

NATHAN TECHNIQUE

J. NIARD
Ancien élève de l'E.N.S.E.T.
Professeur au lycée Technique
de Champagne-sur-Seine

R. MÉRAT
Ancien élève de l'E.N.S.E.T.
Professeur
au lycée Technique Raspail

ÉLECTRONIQUE

CLASSES

TERMINALES

F_3

Préparation au baccalauréat de Technicien
Option « Électrotechnique »

NATHAN TECHNIQUE
18, rue Monsieur-le-Prince — PARIS (VI^{e})

Tous droits de traduction, d'adaptation et de reproduction par tous procédés réservés pour tous pays.

La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que les « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1er de l'article 40).

Cette représentations ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal.

© 1971, MASSON et Cie, Paris

Imprimé en France

AVERTISSEMENT

Cet ouvrage complète le volume « Électronique, 1re F_2 et 1re F_3 » et achève la collection destinée à la préparation du Baccalauréat de Technicien option « Électrotechnique » (Classe de TF_3).

La fonction redressement est certainement la partie essentielle du programme; on ne s'étonnera donc pas que 9 chapitres, occupant la moitié de ce livre, y aient été consacrés.

Pour faciliter l'exposé, les calculs relatifs aux différents types de redressement ont été regroupés au chapitre 1.

Ensuite on entreprend l'étude du redressement puis celle des redresseurs et de leurs applications. Le thyristor est étudié en premier, les tubes à gaz viennent ensuite. La suppression éventuelle de l'étude de ces derniers en sera facilitée.

Les quatre chapitres suivants sont consacrés à l'amplification en commençant, comme il se doit, par le transistor.

Enfin les quatre derniers chapitres traitent de la fonction commutation et de la transformation des phénomènes physiques y compris l'étude des rayons X. Ceux-ci ne sont pas explicitement au programme, nous avons cependant pensé qu'ils avaient leur place dans cet ouvrage.

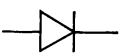
L'abondance des exercices et des problèmes (142 dont 78 avec réponses ou solution) doit faciliter l'assimilation de cet important programme.

LES AUTEURS.

SYMBOLES GRAPHIQUES

(conformes aux normes récentes)

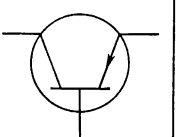
Diode (symbole général)



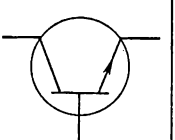
Diode à jonction

Thyristor

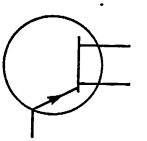
Transistor PNP



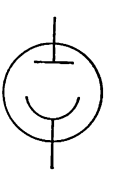
Transistor NPN



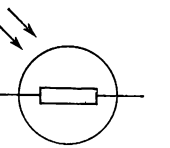
Transistor unijonction (à base N)



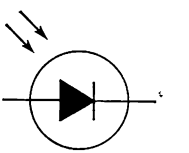
Tube photoélectrique à vide



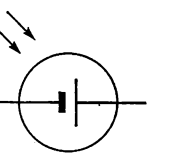
Cellule photoconductrice à conductibilité symétrique



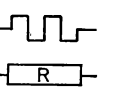
Cellule photoconductrice à conductibilité dissymétrique



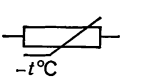
Cellule photovoltaïque



Résistance pure (2 variantes)



Résistance à coefficient de température négatif



Inductances, enroulement de transformateur, enroulement conducteur

Contact retardé à l'ouverture

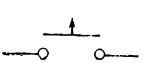


TABLE DES MATIÈRES

		Pages
1	***Valeurs moyennes et valeurs efficaces***	1
	Exercices	18
	Problèmes	19
2	***Redressement monophasé monoalternance***	22
	Exercices	33
	Problèmes	34
3	***Redressement monophasé bialternance. Redressement polyphasé***	36
	Exercices	51
	Problèmes	52
4	***Redressement. Débit sur force contre-électromotrice***	55
	Exercices	61
	Problèmes	61
5	***Filtrage***	63
6	***Thyristor***	75
	Exercices	98
7	***Thyratron***	100
	Exercices	113
	Problèmes	113
8	***Redresseur à cathode liquide***	117
	Exercices	126
	Problèmes	127
9	***Applications du redressement***	128
	Exercices	139
	Problèmes	139
10	***Généralités sur l'amplification***	141
	Exercices	145

11 | **Amplification par transistor. Étude graphique** 147
Exercices 162
Problèmes 165

12 | **Amplification par transistor. Étude mathématique** 168
Exercices 176
Problèmes 177

13 | **Amplification par tube triode** 181
Problèmes 187

14 | **Fonction commutation** 188
Exercices 199

15 | **Transformation des phénomènes physiques. Effets thermiques. Thermistances et couple thermo-électrique** 202
Exercices 213
Problèmes 213

16 | **Effet photoélectrique** 217
Exercices 229
Problèmes 230

17 | **Rayons X** 233
Exercices 240
Problèmes 241

1

VALEURS MOYENNES ET VALEURS EFFICACES

1. *Rappels de définitions.*

1° **Courant unidirectionnel.** — C'est un courant qui conserve toujours le même sens.

REMARQUE : On ne doit pas appeler « courant continu » n'importe quel courant unidirectionnel; l'expression est **strictement réservée** à un courant unidirectionnel de valeur sensiblement constante (fig. 1).

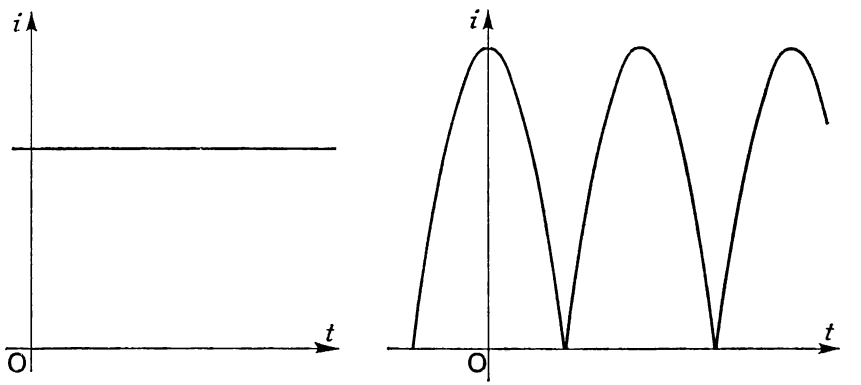


Fig. 1. — *Courants unidirectionnels.*
a) *Courant unidirectionnel, de valeur sensiblement constante, dit « Courant continu. »*
b) *Courant unidirectionnel périodique dit « ondulé ».*

2° **Courant alternatif.** — C'est un courant de sens variable dont la **valeur moyenne est nulle.**

REMARQUES : I. — Le courant de sens variable de la figure 2*a* n'est pas alternatif car sa valeur moyenne n'est pas nulle;

II. — Le courant représenté sur la figure 2*b* est alternatif; il est en outre symétrique parce que, toutes les demi-périodes, il prend des valeurs opposées.

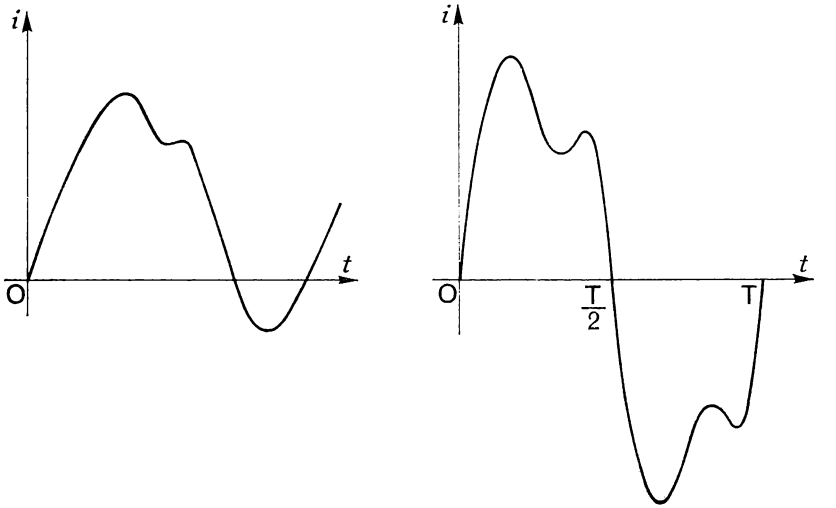


Fig. 2. — *Courants de sens variable.*
a) *Courant de sens variable non alternatif.* b) *Courant alternatif symétrique.*

2. *Valeurs moyennes.*

1° **Définition. — La valeur moyenne d'un courant variable *i* est celle que devrait avoir un courant continu (constant) I_{moy} pour transporter, pendant le même temps, la même quantité d'électricité que *i*.**

2° **Principe du calcul.** — Soit un intervalle de temps commençant à l'instant t_0 et finissant à l'instant t_1; écrivons que le courant variable i et le courant constant I_{moy} transportent la même quantité d'électricité q dans l'intervalle de temps $(t_1 — t_0)$:

courant variable : $$q = \int_{t_0}^{t_1} i.dt$$

courant constant : $$q = I_{moy}\,(t_1 — t_0)$$

en égalant : $$I_{moy}\,(t_1 — t_0) = \int_{t_0}^{t_1} i.dt$$

$$I_{moy} = \frac{\int_{t_0}^{t_1} i.dt}{t_1 — t_0}$$

REMARQUE : Lorsqu'il s'agit d'un courant périodique, le calcul de la valeur moyenne s'effectue sur une période ou exceptionnellement sur une demi-période si le courant est alternatif symétrique.

3° **Courant sinusoïdal.** — *a*) Au cours d'une période sa valeur moyenne est évidemment nulle (courant alternatif symétrique). On définira donc la valeur moyenne pour une alternance et le résultat pourra être considéré comme la **valeur arithmétique moyenne** du courant sinusoïdal.

b) L'expression du courant [1] est $i = I_m \cos \omega t$ avec les notations habituelles :

I_m = valeur maximale; ω = pulsation; T = période.

Rappelons que : $\omega T = 2\pi$.

c) Calculons la valeur moyenne pendant l'intervalle de temps correspondant à la première alternance (fig. 3, page 4) :

$$I_{moy} = \frac{\int_{-T/4}^{+T/4} I_m \cos \omega t . dt}{\frac{T}{2}} = \frac{2I_m}{T} \int_{-T/4}^{+T/4} \cos \omega t . dt = \frac{2I_m}{T} \left[\frac{\sin \omega t}{\omega}\right]_{-T/4}^{+T/4}$$

$$= \frac{2I_m}{\omega T} [+1 - (-1)] = \frac{4I_m}{2\pi} = \frac{2I_m}{\pi} \approx 0{,}637\, I_m$$

$$\textbf{(1)} \qquad \boxed{\frac{I_{moy}}{I_m} = \frac{2}{\pi} \approx 0{,}637}$$

4° **Courant sinusoïdal redressé bialternance.**

a) La période T′ de ce courant est égale à la moitié de la période T du courant sinusoïdal $I_m \cos \omega t$ dont il provient (fig. 4). Pour éviter des confusions, nous effectuerons les calculs en ne conservant que la valeur T et la pulsation correspondante ω. Rappelons encore :

$$\omega T = 2\pi = \omega' T'.$$

(1) Nous préférons écrire $i = I_m \cos \omega t$ car cette expression conduit à des calculs plus pratiques que $I_m \sin \omega t$.

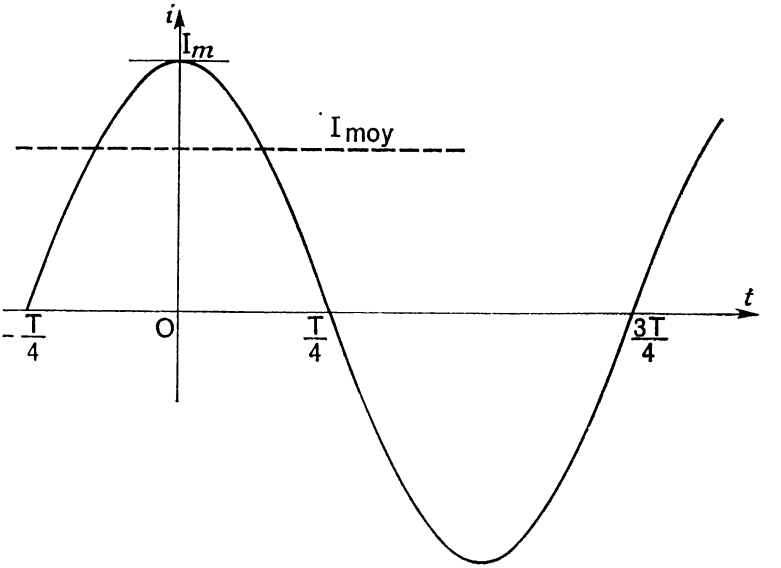


Fig. 3. — *Courant sinusoïdal.*

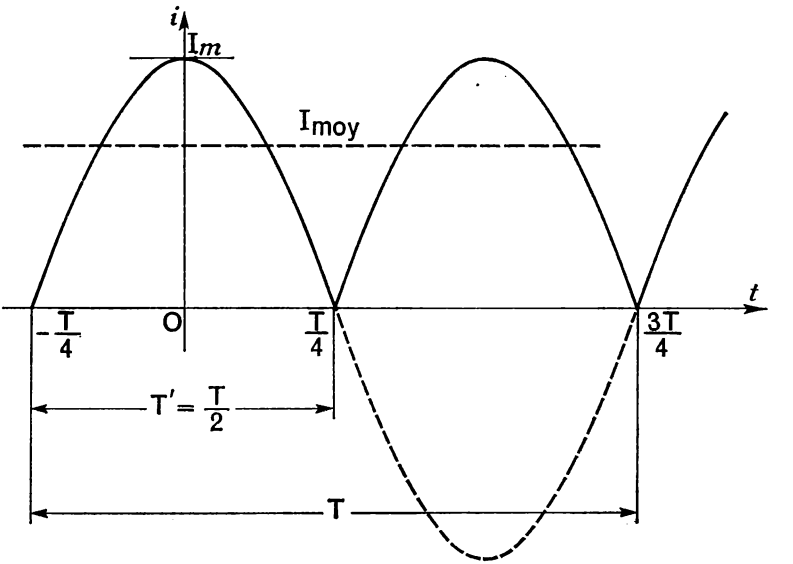


Fig. 4. — *Courant sinusoïdal redressé, bialternance.*

b) *Expression du courant redressé :*
— pour la première période de $-T/4$ à $+T/4$: $i = I_m \cos \omega t$;
— pour la deuxième période de $+T/4$ à $3T/4$: $i = -I_m \cos \omega t$;
— d'une façon générale, on peut écrire : $i = |I_m \cos \omega t|$.

c) Calcul de I_{moy} avec la première période de i :

$$I_{moy} = \frac{\int_{-T/4}^{+T/4} I_m \cos \omega t . dt}{\frac{T}{2}}$$

Cette expression, rigoureusement identique à celle que nous avons écrite pour le courant sinusoïdal, conduira évidemment au même résultat.

(1 *bis*) $$\boxed{\frac{I_{moy}}{I_m} = \frac{2}{\pi} \approx 0{,}637}$$

5° Courant sinusoïdal redressé monoalternance.

a) Sa période est celle du courant sinusoïdal dont il provient mais il « n'existe » qu'une demi-période sur deux (fig. 5).

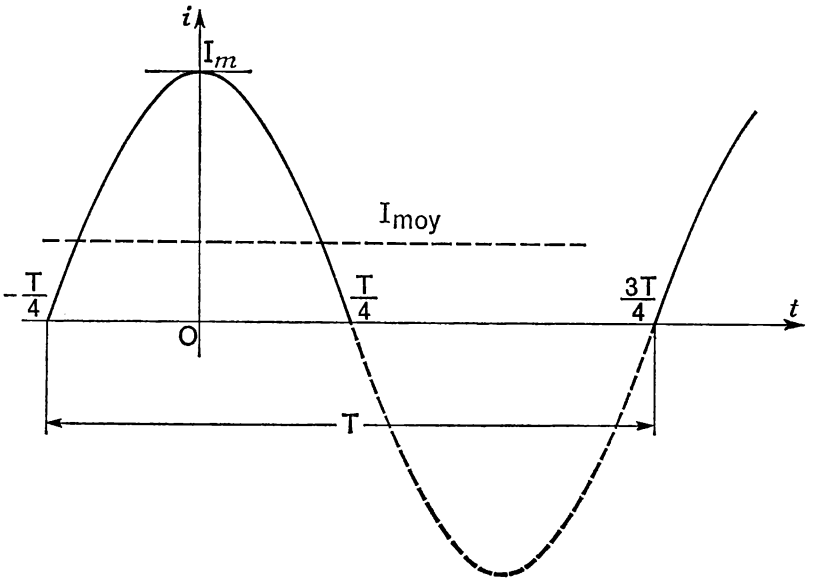


Fig. 5. — *Courant sinusoïdal redressé monoalternance.*

b) *Expression du courant :*

de $-T/4$ à $+T/4$: $i = I_m \cos \omega t$,
de $+T/4$ à $3T/4$: $i = 0$

c) *Valeur moyenne :* elle est définie par la relation suivante :

$$I_{moy} = \frac{\int_{-T/4}^{+T/4} i.dt}{T}$$

En comparant cette expression à celle qui est écrite pour le redressement bialternance, on voit qu'il faut calculer la même intégrale définie et diviser le résultat par T au lieu de $\frac{T}{2}$; la valeur moyenne est donc ici la moitié de la précédente :

$$\textbf{(2)} \qquad \boxed{\frac{I_{moy}}{I_m} = \frac{1}{\pi} \approx 0{,}318} \qquad \text{(voir note 1)}$$

Remarque importante : Nous venons de trouver que la valeur moyenne du courant obtenu lors d'un redressement monoalternance est la moitié de la valeur moyenne du courant fourni par le redressement bialternance d'un même courant sinusoïdal. Ce résultat peut être généralisé : considérons deux courants ayant même forme d'onde et tels qu'au cours d'un intervalle de temps T, l'un d'eux comporte *n* ondes et l'autre une seule onde (fig. 6) :

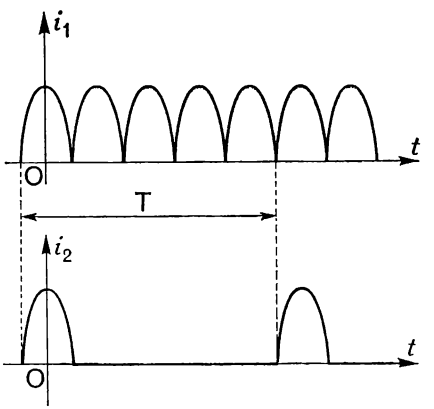


Fig. 6. — *La valeur moyenne de i_2 est celle de i_1 divisée par 5.*

La valeur moyenne du second est égale à celle du premier divisée par *n*.

(1) L'inverse de π est 0,3183... le double en est donc 0,6366... qu'il est logique d'arrondir à 0,637.

6° Redressement de courants triphasés.

a) La période T′ du courant redressé est égale au tiers de la période T des courants triphasés dont il provient (fig. 7) : $T' = \frac{T}{3}$. C'est donc sur un intervalle de temps égal à $\frac{T}{3}$ que nous calculerons la valeur moyenne.

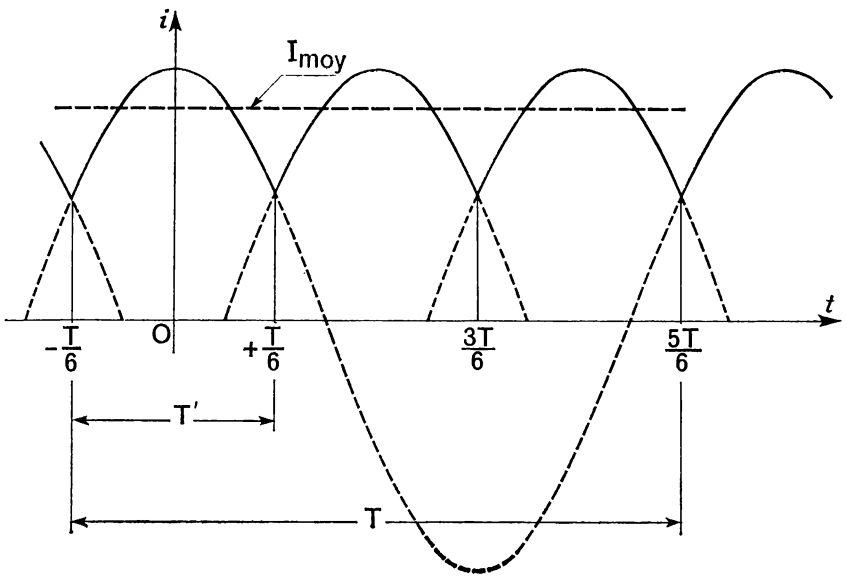


Fig. 7. — *Redressement triphasé.*

b) Le courant est formé de calottes de sinusoïdes identiques; au cours de la période T des courants sinusoïdaux, on obtient trois calottes. La première d'entre elles est symétrique par rapport à l'axe des ordonnées, elle est décrite entre les instants $t_0 = -\frac{T}{6}$ et $t_1 = +\frac{T}{6}$. L'expression du courant qu'elle représente est celle du courant sinusoïdal correspondant : $i = I_m \cos \omega t$.

c) Calcul de la valeur moyenne :

$$I_{moy} = \frac{\int_{-T/6}^{+T/6} I_m \cos \omega t \, dt}{\frac{T}{3}} = \frac{3I_m}{T} \int_{-T/6}^{+T/6} \cos \omega t \, dt = \frac{3I_m}{T} \left[\frac{\sin \omega t}{\omega}\right]_{-T/6}^{+T/6}$$

$$= \frac{3I_m}{\omega T} \left[+\frac{\sqrt{3}}{2} - \left(-\frac{\sqrt{3}}{2}\right)\right] = \frac{3I_m\sqrt{3}}{2\pi} \approx 0{,}827\ I_m$$

(3) $$\boxed{\frac{I_{moy}}{I_m} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \approx 0{,}827}$$

7° **Généralisation.** — *a*) Nous la ferons pour un courant obtenu par redressement d'un système de courants sinusoïdaux à n phases. Au cours d'une période T des courants sinusoïdaux, le courant redressé est représenté par n calottes identiques. La première d'entre elles est symétrique par rapport à l'axe des ordonnées, elle est décrite entre les instants (fig. 8).

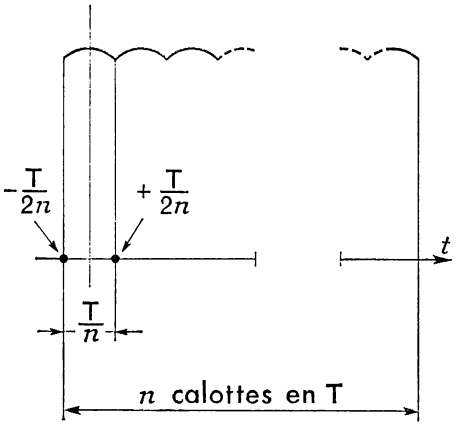


Fig. 8. — *Cas général.*

$$t_0 = -\frac{T}{2n} \quad \text{et} \quad t_1 = +\frac{T}{2n}$$

b) Calcul de la valeur moyenne :

$$I_{moy} = \frac{\int_{-T/2n}^{+T/2n} I_m \cos \omega t . dt}{\frac{T}{n}} = \frac{nI_m}{T} \int_{-T/2n}^{+T/2n} \cos \omega t . dt = \frac{nI_m}{T} \left[\frac{\sin \omega t}{\omega}\right]_{-T/2n}^{+T/2n}$$

$$= \frac{2nI_m}{2\pi} \sin \frac{\omega T}{2n} = I_m \frac{n}{\pi} \sin \frac{\pi}{n}$$

$$\boxed{\frac{I_{moy}}{I_m} = \frac{n}{\pi} \sin \frac{\pi}{n}}$$

REMARQUE : L'écriture de la formule peut être simplifiée en posant $\alpha = \frac{\omega T}{2n} = \frac{2\pi}{2n} = \frac{\pi}{n}$. L'expression devient :

$$\boxed{\frac{I_{moy}}{I_m} = \frac{\sin \alpha}{\alpha}}$$

c) Application au redressement hexaphasé ($n = 6$) :

$$\frac{I_{moy}}{I_m} = \frac{6}{\pi} \sin \frac{\pi}{6} = \frac{3}{\pi} \approx 0{,}955$$

$$(4) \qquad \boxed{\frac{I_{moy}}{I_m} \approx 0{,}955}$$

3. *Valeurs efficaces.*

1° **Définition.** — **La valeur efficace d'un courant variable *i* est l'intensité I que devrait avoir un courant continu (constant) pour produire dans la même résistance, pendant le même temps, le même dégagement de chaleur que *i*.**

2° **Principe du calcul.** — Soit un intervalle de temps $(t_1—t_0)$, écrivons que i et I produisent, dans la même résistance, le même dégagement de chaleur :

Courant variable : A l'instant t, la puissance dissipée est Ri^2 et au cours d'un petit intervalle de temps dt, l'énergie dissipée est $dW = Ri^2dt$.

Pour l'intervalle $(t_1—t_0)$ on a :

$$W = \int_{t_0}^{t_1} Ri^2dt = R\int_{t_0}^{t_1} i^2dt$$

Courant constant : $W = RI^2(t_1 - t_0)$

En égalant les deux valeurs :

$$RI^2(t_1 - t_0) = R\int_{t_0}^{t_1} i^2dt$$

on obtient :

$$I^2 = \frac{\int_{t_0}^{t_1} i^2dt}{t_1 - t_0}$$

La valeur efficace est la racine carrée du résultat.

Remarque : En comparant ce calcul à celui de la valeur moyenne on peut dire que I^2 est, dans l'intervalle considéré, la valeur moyenne du carré du courant.

3° **Courant sinusoïdal.**

a) Son expression est $i = I_m \cos \omega t$ et l'on a $i^2 = I_m^2 \cos^2 \omega t$.

b) Le carré de i reprenant les mêmes valeurs au cours des deux

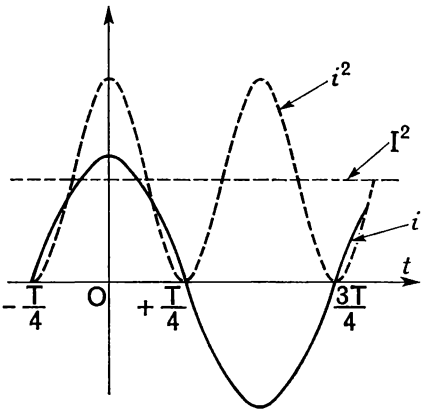


Fig. 9.
Valeur efficace d'un courant sinusoïdal.

demi-périodes (— T/4 à + T/4) et (+ T/4 à + 3T/4) (fig. 9), nous effectuerons le calcul sur une seule de ces demi-périodes.

$$I^2 = \frac{\int_{-T/4}^{+T/4} I_m^2 \cos^2 \omega t \, . \, dt}{\frac{T}{2}}$$

$$= \frac{2I_m^2}{T} \int_{-T/4}^{+T/4} \frac{(1+\cos 2\omega t)\, dt}{2}$$

$$= \frac{I_m^2}{T} \left[t + \frac{\sin 2\omega t}{2\omega} \right]_{-T/4}^{+T/4}$$

or

$$\sin \frac{2\,\omega T}{4} = \sin \frac{\omega T}{2} = \sin \pi = 0; \text{ de même } \sin \left(- \frac{2\,\omega T}{4} \right) = \sin(-\pi) = 0$$

il reste donc :

$$I^2 = \frac{I_m^2}{T} \left[+ \frac{T}{4} - \left(- \frac{T}{4} \right) \right] = \frac{I_m^2}{2}$$

d'où

$$\textbf{(5)} \qquad \boxed{\frac{I}{I_m} = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0{,}707}$$

4° **Courant sinusoïdal redressé bialternance.** — Son expression est : $i = |I_m \cos \omega t|$, donc $i^2 = I_m^2 \cos^2 \omega t$. L'expression de i^2 étant la même que celle du courant sinusoïdal avant redressement, la valeur efficace sera identique.

5° **Courant sinusoïdal redressé monoalternance.**

a) Son expression est (fig. 10) :
de — T/4 à + T/4 : $i = I_m \cos \omega t \Rightarrow i^2 = I_m^2 \cos^2 \omega t$
de + T/4 à 3T/4 : $i = 0 \Rightarrow i^2 = 0$

b) Calcul :

$$I^2 = \frac{\int_{-T/4}^{+T/4} I_m^2 \cos^2 \omega t \, . \, dt}{T}$$

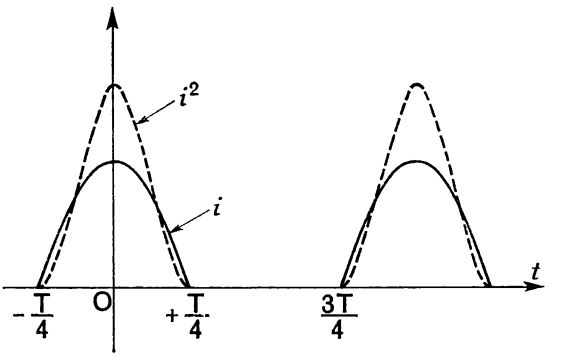


Fig. 10. — *Valeur efficace d'un courant redressé monoalternance.*

En comparant cette expression à celle qui est écrite pour le courant sinusoïdal (donc pour le redressement bialternance), on voit qu'il faut calculer la même intégrale définie et diviser le résultat par T au lieu de $\frac{T}{2}$; on obtiendra donc, POUR LE CARRÉ DE LA VALEUR EFFICACE, la moitié du résultat précédent :

$$I^2 = \frac{I_m^2}{4}$$

et la valeur efficace est celle du bialternance divisée par $\sqrt{2}$:

$$I = \frac{I_m}{2}$$

$$\text{(6)} \qquad \boxed{\frac{I}{I_m} = \frac{1}{2} = 0{,}5}$$

REMARQUE IMPORTANTE : Nous venons de trouver que la valeur efficace du courant obtenu lors d'un redressement monoalternance s'obtient en divisant par $\sqrt{2}$ celle du courant fourni par le redressement bialternance (d'un même courant sinusoïdal). Ce résultat peut être généralisé. Considérons deux courants ayant même

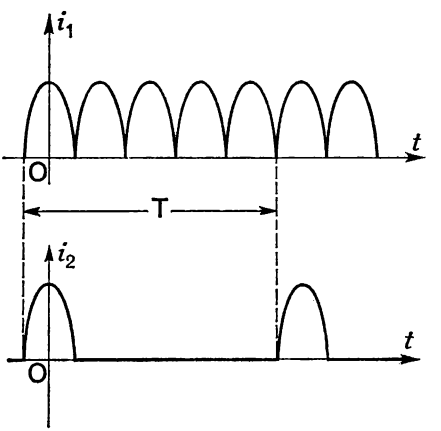


Fig. 11. — *La valeur efficace de I_2 est égale à celle de I_1 divisée par $\sqrt{5}$.*

forme d'onde et tels que, au cours d'un intervalle de temps T, l'un d'eux comporte n ondes et l'autre une seule onde (fig. 11) :

La valeur efficace du second est égale à celle du premier divisée par $\sqrt{n}$.

C'est le carré de la valeur efficace qui est divisé par n.

6° Redressement de courants triphasés.

a) Rappelons que pour la première calotte, de $-T/6$ à $+T/6$, $i = I_m \cos \omega t$; donc $i^2 = I_m^2 \cos^2 \omega t$.

b) *Calcul :*

$$I^2 = \frac{\int_{-T/6}^{+T/6} I_m^2 \cos^2 \omega t \, dt}{\frac{T}{3}} = \frac{3I_m^2}{T} \int_{-T/6}^{+T/6} \frac{(1+\cos 2\omega t)dt}{2}$$

$$= \frac{3I_m^2}{2T} \left[t + \frac{\sin 2\omega t}{2\omega} \right]_{-T/6}^{+T/6}$$

$$\sin \frac{2\omega T}{6} = \sin \frac{4\pi}{6} = \sin \frac{2\pi}{3} = \frac{\sqrt{3}}{2} \quad \text{et} \quad \sin \left(-\frac{2\omega T}{6} \right) = -\frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$I^2 = \frac{3I_m^2}{2T} \left[\frac{T}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4\omega} - \left(-\frac{T}{6} - \frac{\sqrt{3}}{4\omega} \right) \right] = \frac{3I_m^2}{T} \left(\frac{T}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4\omega} \right)$$

$$= I_m^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi} \right) \approx I_m^2 (0{,}5 + 0{,}207) = 0{,}707 \, I_m^2$$

d'où :

$$I \approx I_m \sqrt{0{,}707} \approx 0{,}841 \, I_m$$

$$\textbf{(7)} \qquad \boxed{\frac{I}{I_m} \approx 0{,}841}$$

7° **Généralisation.** — *a*) Nous la ferons pour un courant obtenu par redressement d'un système de courants sinusoïdaux à n phases. Au cours d'une période T des courants sinusoïdaux, le courant redressé est représenté par n calottes identiques. La première d'entre elles est symétrique par rapport à l'axe des ordonnées, elle est décrite entre les instants $t_0 = -\frac{T}{2n}$ et $t_1 = +\frac{T}{2n}$ (fig. 12).

b) Calcul de la valeur efficace :

$$I^2 = \frac{\int_{-T/2n}^{+T/2n} I_m^2 \cos^2 \omega t \, . \, dt}{\frac{T}{n}}$$

$$= \frac{nI_m^2}{T} \int_{T/2n}^{+T/2n} \frac{(1 + \cos 2\omega t)\, dt}{2}$$

$$= \frac{nI_m^2}{2T} \left[t + \frac{\sin 2\omega t}{2\omega} \right]_{-T/2n}^{+T/2n}$$

$$= \frac{nI_m^2}{2T} \left(\frac{T}{n} + 2 \frac{\sin \frac{2\pi}{n}}{2\omega} \right)$$

$$= I_m^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{n \sin \frac{2\pi}{n}}{4\pi} \right)$$

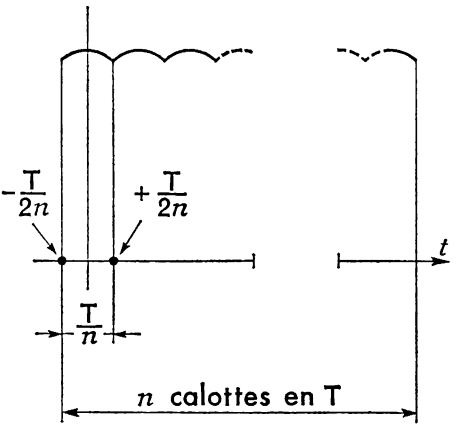


Fig. 12. — *Cas général.*

REMARQUE : L'écriture de la formule peut être simplifiée en posant $\alpha = \frac{\omega T}{2n} = \frac{2\pi}{2n} = \frac{\pi}{n}$; α est l'angle correspondant à l'instant $t = \frac{T}{2n}$. L'expression de I^2 devient :

$$I^2 = I_m^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{\sin 2\alpha}{4\alpha} \right) = \frac{I_m^2}{2} \left(1 + \frac{\sin 2\alpha}{2\alpha} \right)$$

$$\boxed{\frac{I}{I_m} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{\sin 2\alpha}{2\alpha}}}$$

c) Application au redressement hexaphasé $\left(n = 6 \text{ et } \alpha = \frac{\pi}{6} \right)$:

$$\sin 2\alpha = \sin \frac{\pi}{3} = \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$I = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{6\sqrt{3}}{4\pi}} \approx 0{,}956\ I_m$$

(8) $$\boxed{\frac{I}{I_m} \approx 0{,}956}$$

4. *Propriétés d'un courant périodique.*

1° **Facteur de forme.** — C'est le rapport F de la valeur efficace à la valeur moyenne :

$$\textbf{(9)} \qquad \boxed{F = \frac{I}{I_{moy}}}$$

EXEMPLE : Pour le courant sinusoïdal, $\frac{I}{I_m} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ et $\frac{I_{moy}}{I_m} = \frac{2}{\pi}$ on a donc :

$$F = \frac{\frac{1}{\sqrt{2}}}{\frac{2}{\pi}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 1{,}11.$$

REMARQUE : Pour un courant continu, les notions de valeur maximale, de valeur efficace et de valeur moyenne se confondent avec la valeur constante du courant et l'on a $F = 1$.

2° **Ondulation d'un courant.** — Un courant unidirectionnel périodique peut être considéré comme la somme d'un courant continu d'intensité égale à sa valeur moyenne et d'un courant alternatif (voir § 1) correspondant à l'ondulation autour de cette valeur moyenne (fig. 13).

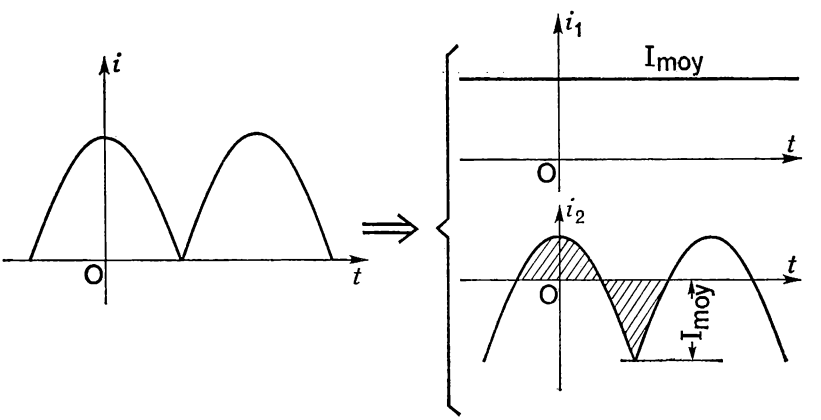


Fig. 13. — *Le courant unidirectionnel* I *est la somme du courant continu* i_1 *et du courant alternatif* i_2.

3° **Théorème.** — **Lorsqu'un courant i peut, à chaque instant, être considéré comme composé de la somme de plusieurs autres courants i_1, i_2, i_3... de fréquences différentes le carré de son intensité efficace est égal à la somme des carrés des intensités efficaces des courants qui le composent :**

$$i = i_1 + i_2 + i_3 \Rightarrow I^2 = I_1^2 + I_2^2 + I_3^2$$

Application : Recherche de la valeur efficace de la composante alternative d'un courant redressé; cas du redressement bialternance.

Soit I_a la valeur efficace cherchée, on a :

$$I^2 = I_{moy}^2 + I_a^2 \Rightarrow I_a^2 = I^2 - I_{moy}^2$$

Rappelons que $I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$ et $I_{moy} = \frac{2\,I_m}{\pi}$

$$I_a^2 = \frac{I_m^2}{2} - \frac{4\,I_m^2}{\pi^2} \approx 0{,}094\,I_m^2 \qquad \text{et} \qquad I_a \approx 0{,}307\,I_m$$

4° **Taux d'ondulation d'un courant.** — Le taux d'ondulation Ω d'un courant unidirectionnel est le quotient de la valeur efficace de sa composante alternative par sa valeur moyenne (valeur de la composante continue) :

$$\textbf{(10)} \qquad \boxed{\Omega = \frac{I_a}{I_{moy}}}$$

Le taux d'ondulation s'exprime souvent en %.

Exemple : Courant redressé bialternance, $\Omega = \frac{0{,}307}{0{,}637} = 0{,}48$ soit 48 %.

5° **Relation.** — Divisions par I_{moy}^2 la relation des valeurs efficaces du 3° :

$$I^2 = I_{moy}^2 + I_a^2 \qquad \frac{I^2}{I_{moy}^2} = \frac{I_{moy}^2}{I_{moy}^2} + \frac{I_a^2}{I_{moy}^2}$$

$$\textbf{(11)} \qquad \boxed{F^2 = 1 + \Omega^2}$$

5. *Tensions moyennes et efficaces.*

Tous les rapports établis pour les courants entre les valeurs moyenne et maximale d'une part, et entre les valeurs efficace et maximale d'autre part, sont valables pour n'importe quelle grandeur et en particulier pour les tensions et les forces électromotrices.

6. *Tableau récapitulatif.*

NATURE DE L'ONDE	$\frac{\text{val. moy}}{\text{val. max}}$	$\frac{\text{val. eff}}{\text{val. max}}$	$F = \frac{\text{eff}}{\text{moy}}$	$\Omega\%$
REDRESSÉE MONOALTERNANCE	0,318	0,500	1,57	121
REDRESSÉE BIALTERNANCE	0,637	0,707	1,11	48
TRIPHASÉE REDRESSÉE	0,827	0,841	1,017	18,4
HEXAPHASÉE REDRESSÉE	0,955	0,956	1,001	4,3
CARRÉE (1)	....	....	....	....
EN DENTS DE SCIE (2)	0,500	0,577	1,154	57,6

(1) A compléter avec les résultats du problème 1.08.
(2) Résultats du problème 1.06.

7. *Mesure des courants et des tensions.*

1° Valeurs moyennes. — Elles sont mesurées par les appareils magnétoélectriques (à cadre mobile) avec le commutateur en position « continu ». La valeur indiquée est la moyenne algébrique. Il faut être

prudent dans leur emploi pour la mesure de la valeur moyenne d'un courant variable car, si leur déviation est proportionnelle à la valeur moyenne, leur échauffement est, par contre, proportionnel au carré de la valeur efficace; or valeur moyenne et valeur efficace peuvent être très différentes l'une de l'autre et un appareil qui indique 1 A (moyen) peut être traversé par un courant efficace de 10 A (exercice 1.09). En particulier en sinusoïdal, ces appareils ne dévient pas (rappelons que nous supposons le commutateur sur la position « continu ») puisque la valeur moyenne algébrique est nulle; ils sont néanmoins traversés par un courant.

2° **Valeurs efficaces.** — Les appareils ferromagnétiques (à fer mobile), électrodynamiques et à thermo-couple mesurent les valeurs efficaces. Les graduations des appareils ferromagnétiques ne sont valables que jusqu'à une fréquence limite. Les graduations des appareils à thermo-couple sont valables pour toute fréquence. Les appareils électrodynamiques ne sont plus fabriqués pour les usages courants.

3° **Cas particulier des appareils magnétoélectriques à redresseur.** — Avec le commutateur en position « alternatif », ils mesurent la valeur moyenne arithmétique. Comme leur usage principal est la mesure de la valeur efficace d'un courant (ou d'une tension) sinusoïdal, on a trouvé commode de les graduer en valeurs efficaces correspondant à ce courant, Le facteur de forme est dans ce cas $F = 1{,}11$; quand l'appareil est traversé par un courant moyen de 0,9 A, l'aiguille s'arrête devant la division $0{,}9 \times 1{,}11 \approx 1$ A (efficace).

Si le courant n'est pas sinusoïdal, quand l'appareil indique 1 A on peut en déduire que la valeur moyenne du courant est :

$$I_{moy} = \frac{1}{1{,}11} = 0{,}9 \text{ A}$$

mais on n'a aucune information sur la valeur efficace.

4° **Wattmètres.** — Nous rappelons qu'ils indiquent toujours la puissance moyenne.

5° **Remarque.** — Ne pas oublier que chaque fois que l'on se propose de calculer la puissance dissipée en chaleur par un appareil c'est la valeur efficace du courant qu'il faut utiliser.

$$P = RI^2$$

Par contre, c'est la valeur moyenne du courant qui permet le calcul d'une quantité d'électricité et de la puissance fournie à une batterie d'accumulateurs ou à un moteur :

$$Q = I_{moy}t \qquad P = EI_{moy}$$

EXERCICES

1. 01. — On donne les valeurs maximale, moyenne et efficace d'un courant, calculer les rapports $\frac{I_{moy}}{I_m}$, $\frac{I}{I_m}$, le facteur de forme et le taux d'ondulation.

I_m (A)	5	10	8	1	10	100	8,66
I_{moy} (A)	4	5	2	0,6	7	90	4,33
I (A)	4,5	8	4	0,75	8,5	90,5	5

[*Réponse de la première colonne :* 0,8; 0,9; 1,125; 51,5 %].

1. 02. — On connaît la valeur moyenne et le taux d'ondulation d'un courant périodique. Calculer le facteur de forme et la valeur efficace de ce courant.

I_{moy} (A)	4	5	10	1	100	8	25
Ω	0,75	1	0,6	0,1	0,2	1,2	0,4

[*Réponse de la première colonne :* 1,25; 5 A.]

1. 03. — Calculer la valeur efficace de la composante alternative des courants de l'exercice 1.02.

[*Réponse pour la première colonne :* 3 A.]

1. 04. — Calculer les valeurs moyenne et efficace, le taux d'ondulation et le facteur de forme d'un courant formé de demi-alternances de sinusoïde (fig. 14).

[*Réponses :* mêmes valeurs que pour le redressement mono-alternance.]

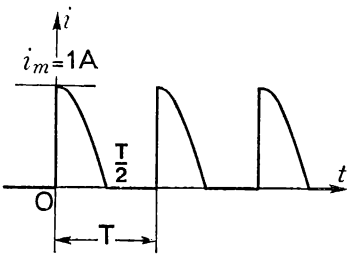


Fig. 14.

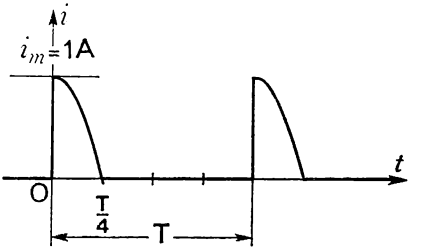


Fig. 15.

1. 05. — Même exercice que le **1.04** pour le courant de la figure 15.

PROBLÈMES

I. AVEC SOLUTION.

1. 06. — Un courant en dents de scie (fig. 16) a une valeur maximale de 1 A. Déterminer ses valeurs moyenne et efficace, son facteur de forme et son taux d'ondulation. Quelle est la valeur efficace de la composante alternative ?

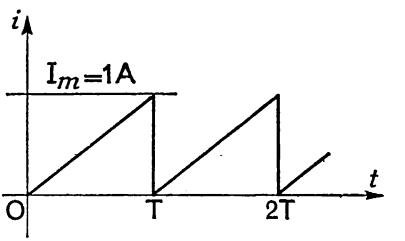


Fig. 16.

— Solution —

Le courant est, au cours d'une période, une fonction linéaire du temps ; en particulier pour la première période:

$$i = 1 \times \frac{t}{T} = \frac{t}{T}$$

Valeur moyenne : Nous ne pensons pas qu'il soit nécessaire d'en effectuer le calcul, il est bien évident que $I_{moy} = 0{,}5$ A.

Valeur efficace : $i^2 = \frac{t^2}{T^2}$

$$I^2 = \frac{\int_0^T \frac{t^2}{T^2}\,dt}{T} = \frac{1}{T^3}\left[\frac{t^3}{3}\right]_0^T = \frac{1}{T^3}\frac{(T^3 - 0)}{3} = \frac{1}{3}$$

d'où

$$I = \frac{1}{\sqrt{3}} = 0{,}577\ \text{A}$$

Facteur de forme :

$$F = \frac{I}{I_{moy}} = \frac{0{,}577}{0{,}500} = 1{,}154 \qquad F^2 = 1{,}333$$

Taux d'ondulation :

$$\Omega^2 = F^2 - 1 = 0{,}333 \implies \Omega = 0{,}577$$

Valeur efficace de la composante alternative :

$$I_a = \Omega I_{moy} = 0{,}577 \times 0{,}5 = 0{,}288\text{A}$$

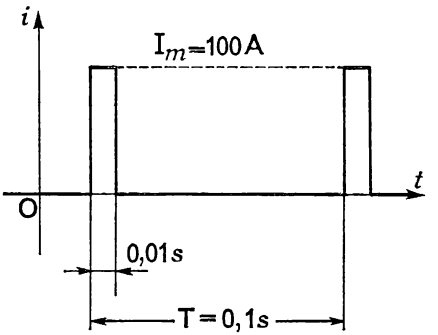


Fig. 17.

Vérification :

$$I^2_{moy} + I^2_a = 0{,}25 + 0{,}083 = 0{,}333$$
$$I^2 = (0{,}577)^2 = 0{,}333$$

1. 07. — Un courant est formé d'impulsions identiques de valeur maximale 100 A, dont la durée est 0,01 s et qui sont reproduites tous les dixièmes de seconde (fig. 17). Calculer la valeur moyenne, la valeur efficace et le facteur de forme de ce courant.

— Solution —

Valeur moyenne : le courant constant de 100 A existe pendant le dixième de la durée d'une période, sa valeur moyenne est

$$I_{moy} = \frac{I_m}{10} = 10\ \text{A}.$$

Valeur efficace : le carré du courant est 10 000, la valeur moyenne du carré est 1 000 et la valeur efficace :

$$I = \sqrt{1000} = 31{,}6\ \text{A}.$$

Facteur de forme :

$$F = \frac{31,6}{10} = 3,16.$$

II. A RÉSOUDRE.

1. 08. — Calculer les valeurs moyenne et efficace, le facteur de forme et le taux d'ondulation d'un courant « carré » (fig. 18).

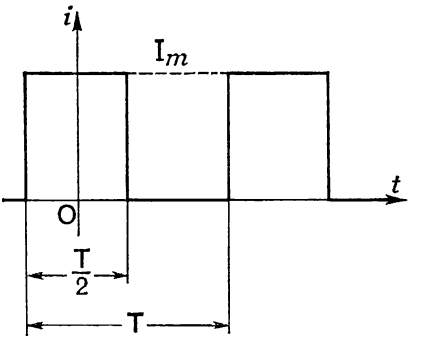


Fig. 18.

1. 09. — Un courant est formé d'impulsions identiques de valeur maximale 100 A et de durée une milliseconde. Ces impulsions sont produites tous les dixièmes de seconde. Calculer la valeur moyenne, la valeur efficace et le facteur de forme de ce courant.

1. 10. — Calculer les valeurs moyenne et efficace, le facteur de forme, le taux d'ondulation et la valeur efficace de la composante alternative du courant undirectionnel périodique obtenu par le redressement de courants tétraphasés (fig. 19).

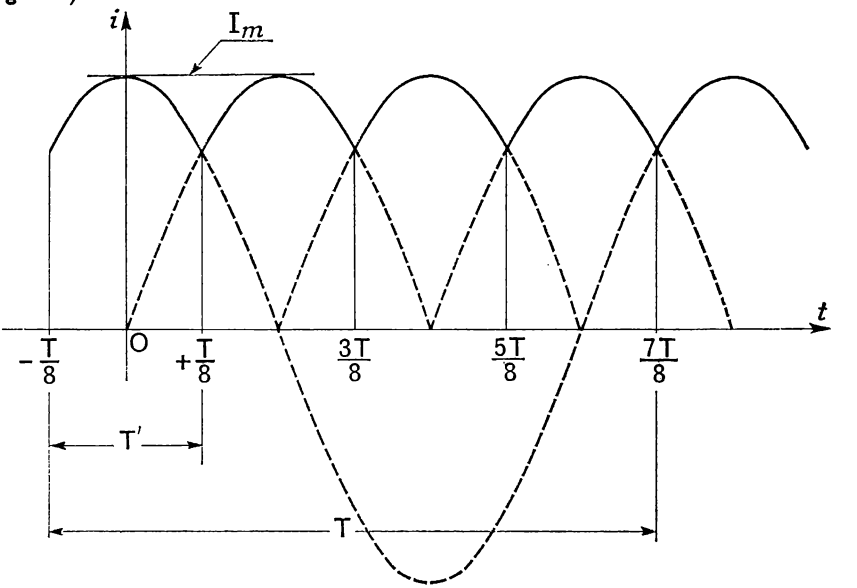


Fig. 19. — *Redressement tétraphasé.*

2

REDRESSEMENT MONOPHASÉ MONOALTERNANCE

8. *Rappels sur les diodes simples.*

1° **Nous connaissons trois types de diodes :** la diode à jonction, la diode à vide et la diode à gaz (Électronique, Cl. de 1e F). La plus importante est aujourd'hui la diode à jonction, les deux autres types n'étant plus fabriqués que pour le dépannage d'équipements anciens.

Compte tenu de cette évolution de la technique, notre étude portera essentiellement sur les diodes à jonction. Seuls, quelques résultats seront adaptés pour les autres diodes.

2° **Caractéristique d'une diode.** — Chaque type de diode a une caractéristique « courant-tension » $i = f(u)$ qui lui est propre. Nous rappelons (fig. 20) les caractéristiques schématisées de la diode idéale et des trois diodes réelles. Nous n'avons donné que les caractéristiques directes; **le courant inverse est toujours négligeable** et nous le considérerons comme nul dans les applications.

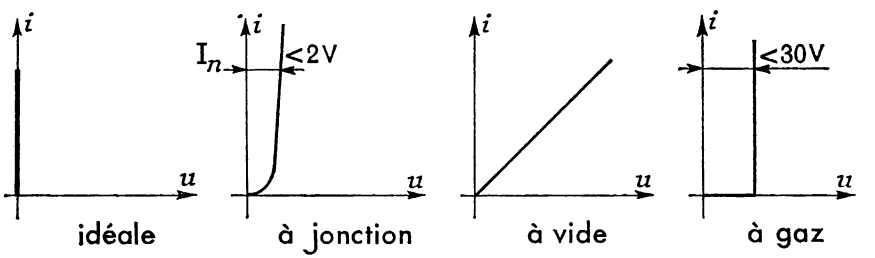


Fig. 20. — *Caractéristiques directes des diodes.*

3° **Schéma équivalent à une diode.** — Dans le sens direct, une diode réelle produit une chute de tension ayant deux causes :

— d'une part, pour que la diode conduise, il faut appliquer entre ses bornes une tension minimale appelée seuil de tension E.

— d'autre part la diode, de résistance interne R_d, produit une chute de tension $R_d i$ quand elle est traversée par le courant i.

Au total, une diode produit une chute de tension variable avec i :

$$\Delta u = E + R_d i$$

On peut donc remplacer une diode réelle par le système équivalent suivant : **une diode idéale en série avec un récepteur de force contre-électromotrice E et de résistance interne R_d** (fig. 21).

La chute de tension étant à chaque instant $\Delta u = E + R_d i$; si l'on note I_{moy} la valeur moyenne du courant au cours d'une période complète, la chute de tension moyenne sera :

$$\Delta U = E + R_d I_{moy}$$

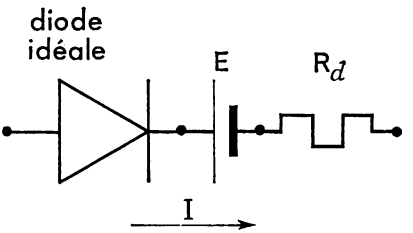


Fig. 21.
Schéma équivalent à une diode réelle.

APPLICATIONS AUX DIFFÉRENTES DIODES :

a) Diode idéale. — On a évidemment

$$E \equiv 0 \quad \text{et} \quad R_d \equiv 0 \Rightarrow \Delta u \equiv 0$$

b) Diode à jonction (au silicium). — Le seuil de tension est d'environ 0,8 V; la résistance varie avec le courant nominal de la diode mais la chute totale de tension ΔU ne dépasse jamais 2 V et elle peut toujours être négligée dans les calculs de la tension utile délivrée par un système redresseur. Nous admettrons donc :

$$\Delta U \approx 0$$

Pratiquement la diode à jonction est idéale.

c) Diode à vide. — Le seuil de tension est nul; par contre la résistance R_d, *que nous supposerons invariable*, est relativement grande et la chute de tension qu'elle produit ne peut être négligée :

$$\Delta U \approx R_d I_{moy}$$

d) Diode à gaz. — La résistance directe est négligeable mais le seuil de tension, qui est égal à la tension d'arc, varie selon la diode, de 12 à 30 V et ne peut, en général, être négligé :

$$\Delta U \approx E = U_{arc}$$

4° Limites de fonctionnement d'une diode. — *a) Courant moyen admissible en permanence.* — C'est le courant qui peut traverser la diode sans limitation de durée.

b) Tension inverse maximale. — C'est le maximum de tension que peut supporter la diode quand elle est non passante (ou bloquée) et ce sans limitation de durée.

c) Température limite de jonction. — Elle ne concerne évidemment que les diodes à jonction; c'est la température maximale à laquelle la jonction peut fonctionner sans risquer la destruction. Pour les diodes à vide et à gaz, on préfère définir la puissance anodique maximale qui peut être dissipée par l'anode.

d) Toutes les diodes admettent un dépassement, soit de courant, soit de tension inverse, pourvu qu'il soit de courte durée : quelques périodes par exemple.

e) Limites actuelles de valeurs pour une diode à jonction : courant moyen : 300 A, tension inverse : 2 000 V, température de jonction : 125 °C.

9. *Débit sur résistance pure avec une diode à jonction*

1° Rôle redresseur d'une diode. — Alimentons une résistance par le secteur monophasé ou par le secondaire d'un transformateur :

a) si la résistance est seule en circuit, la tension entre ses bornes est sinusoïdale ainsi que le courant qui la traverse (fig. 22*a*).

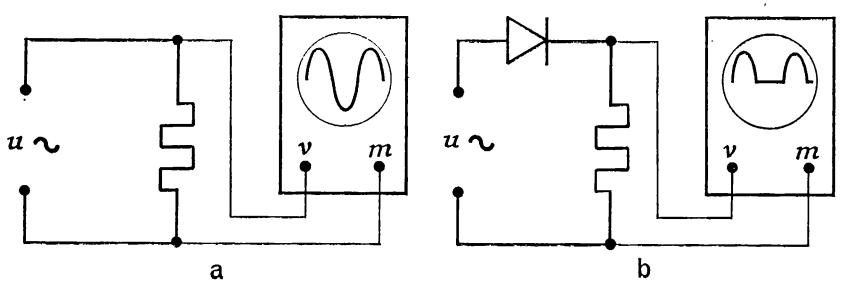


Fig. 22. — *Rôle redresseur d'une diode.*

b) si une diode est en série, la tension entre les bornes de la résistance est unidirectionnelle ainsi que le courant qui la traverse (fig. 22 *b*). Une telle tension est dite **ondulée ou pulsatoire** : elle est périodique mais ne change pas de signe.

2° **Conventions.** — La tension sinusoïdale u délivrée par la source entre A et B sera symbolisée par un vecteur comme en continu (fig. 23). Des deux alternances qui constituent la période de cette tension, nous appellerons :

a) *positive* ($\oplus$ en B, $u>0$) l'alternance qui correspond au sens

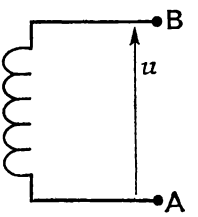


Fig. 23.

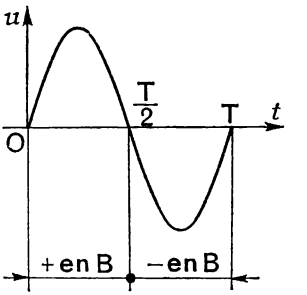


Fig. 24.

passant de la diode. Les points du graphe de cette alternance ont tous une ordonnée positive (fig. 24);

b) *négative* ($\ominus$ en B, $u<0$) l'alternance qui correspond au sens non passant de la diode. Les points du graphe de cette alternance ont tous une ordonnée négative (fig. 24).

3° **Notations.** — Pour éviter les confusions entre les valeurs efficaces qui concernent le récepteur et celles qui concernent la source ou les diodes, nous noterons :

— U et I les valeurs efficaces de la tension et du courant fournis par source;

— U′ et I′ celles qui correspondent à une diode;

— U_{eff} et I_{eff} les valeurs efficaces se rapportant au récepteur. Les valeurs moyennes continueront, pour ce dernier à être notées U_{moy} et I_{moy}, tandis que U_m sera toujours le maximum de la tension sinusoïdale.

4° **Analyse du fonctionnement.** — *a) La tension* u *est positive.* ($\oplus$ en B). — Puisque la diode est passante et que sa chute de tension est négligée, toute la tension $u = U_m \sin \omega t$ fournie par la source se retrouve entre les bornes de la charge R (fig. 25); le courant instantané dans celle-ci a donc pour expression :

$$i = \frac{u}{R} = \frac{U_m \sin \omega t}{R}$$

retenons :

$$u > 0 \Rightarrow i = \frac{U_m \sin \omega t}{R}$$

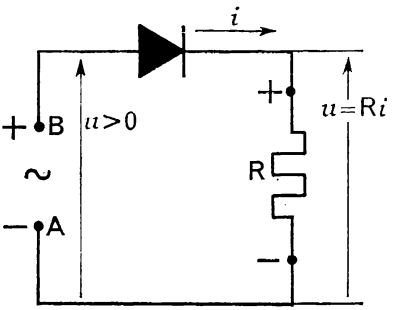


Fig. 25.
Quand le ⊕ est en B : u = Ri.

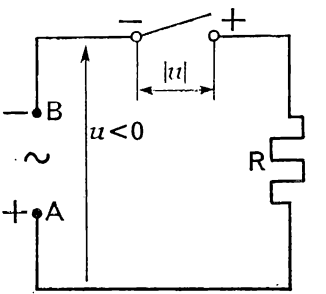


Fig. 26. — *Quand la tension u est négative, on la retrouve entre les bornes de la diode.*

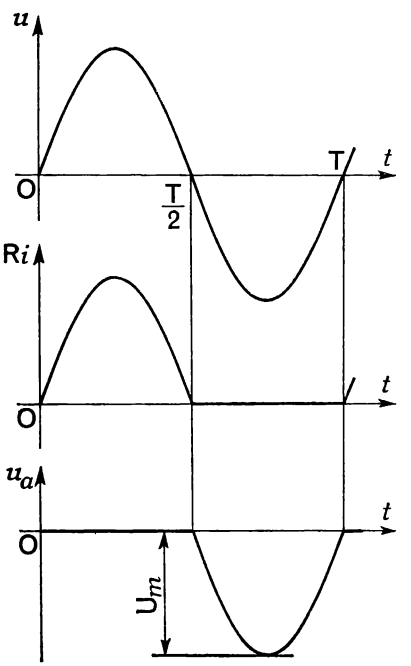


Fig. 27. — **De haut en bas : *la tension sinusoïdale, la tension de la charge et la tension entre les bornes de la diode.***

b) *La tension* u *est négative* (⊖ en B). — La diode étant équivalente à un interrupteur ouvert, le courant est nul. La tension de la source est appliquée en inverse entre les bornes de la diode et la tension entre les bornes de R est nulle. En appelant u_a la tension instantanée entre les bornes de la diode (fig. 26) :

$$u < 0 \Rightarrow i = 0 \quad \text{et} \quad u_a = u$$

c) La figure 27 donne l'allure des trois tensions : u alternative, Ri entre les bornes de la résistance et u_a entre celles de la diode. A chaque instant, on a évidemment $u = u_a + Ri$, les deux termes de la somme étant alternativement nuls.

d) *Courant redressé :* Il est à chaque instant proportionnel à la tension Ri de la charge et les courbes représentatives de ces deux grandeurs

ont même allure. Rappelons que nous pouvons considérer ce courant comme la somme d'un courant continu égal à sa valeur moyenne et d'un courant alternatif de valeur moyenne nulle (§ 4).

5° **Valeurs caractéristiques du redressement.** — *a) Valeurs maximales concernant la charge.* — Le maximum de la tension redressée est égal au maximum de la tension sinusoïdale U_m. L'intensité maximale du courant est :

$$I_m = \frac{U_m}{R}$$

b) Valeurs moyennes concernant la charge. — Le calcul en a été effectué (§ 2),

$$U_{moy} = \frac{U_m}{\pi} = \frac{U\sqrt{2}}{\pi} \approx 0{,}45\ U \qquad I_{moy} = \frac{U_{moy}}{R} = 0{,}45\ \frac{U}{R}$$

où, rappelons-le, U est la valeur efficace de la tension sinusoïdale u.

c) Valeur efficace du courant fourni par la source. — Elle est égale à celle du courant dans la charge soit (§ 3) :

$$I = \frac{I_m}{2} = \frac{U_m}{2R} = \frac{U\sqrt{2}}{2R} = \frac{U}{R\sqrt{2}}$$

d) Maximum de tension inverse entre les bornes de la diode. — Il est égal au maximum de la tension alternative soit U_m. La diode doit être choisie en conséquence; il est bon de prévoir une marge de sécurité. Pour une marge de 50 % par exemple, la diode doit pouvoir supporter une tension inverse de pointe (V_{ip}) égale à 150 % de U_m :

$$V_{ip} = 1{,}5\ U_m$$

e) Vérification expérimentale. — Plaçons en série, avec la diode et la résistance, deux ampèremètres, l'un magnétoélectrique A_1 mesurera le courant moyen et l'autre ferromagnétique A_2, mesurera le courant efficace. La tension de la source pouvant être mesurée par un voltmètre de l'un ou de l'autre type puisqu'elle est sinusoïdale (fig. 28).

La résistance ayant une valeur R = 20 Ω, les lectures effectuées sont :

$$U = 127\ V, \quad I_1 = I_{moy} = 2{,}8\ A \qquad \text{et} \qquad I_2 = I = 4{,}4\ A$$

Calculs :

$$U_m = 127\sqrt{2} = 180\ V$$

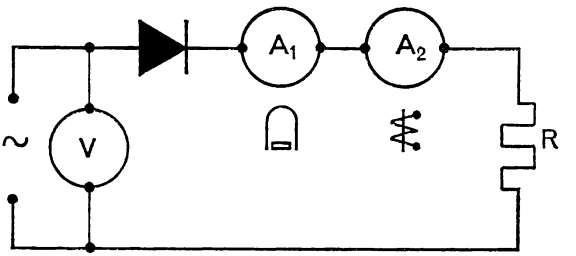


Fig. 28. — *Vérification expérimentale.*

on devrait donc trouver :

$$I_m = \frac{180}{20} = 9\ A \qquad I_{moy} = \frac{9}{\pi} = 2{,}87\ A \qquad I = I_{eff} = \frac{9}{2} = 4{,}5\ A$$

Compte tenu de la chute de tension dans la diode les valeurs lues sont tout à fait satisfaisantes.

Le facteur de forme mesuré, $F = \frac{4{,}4}{2{,}8} = 1{,}57$, est conforme à la théorie.

10. *Débit sur résistance pure avec une diode à vide.*

1° Quand elle est passante, la diode à vide est équivalente à une diode idéale en série avec une résistance pure R_d (§ 8). On est donc ramené au cas de la diode à jonction mais avec une charge utile R qui n'est qu'une fraction de la charge totale $R + R_d$ (fig. 29).

2° Analyse du fonctionnement. — *a) La tension* u *est positive* (⊕ en B). — La chute de tension dans la diode idéale est nulle et,

$$u > 0 \implies i = \frac{u}{R + R_d} = \frac{U_m \sin \omega t}{R + R_d}$$

La tension totale $u = Ri + R_d i$ se partage proportionnellement aux résistances. La tension utile est Ri et la chute de tension dans la diode réelle est $R_d i$. Le rapport de la tension utile à la tension totale est à chaque instant :

$$\frac{Ri}{Ri + R_d i} = \frac{R}{R + R_d}$$

Ce rapport sera également valable pour les valeurs maximales et efficaces.

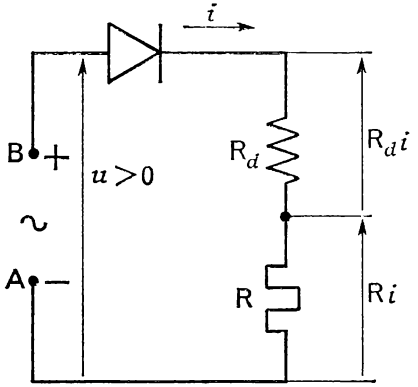


Fig. 29. — *Diode à vide passante.*

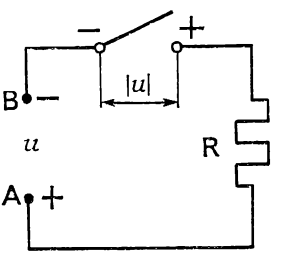


Fig. 30. — *Diode à vide non passante.*

b) *La tension* u *est négative* (⊖ *en* B). — La diode réelle est équivalente à interrupteur ouvert, le courant est nul ainsi que la tension entre les bornes de la charge R. La tension de la source est appliquée en inverse entre les bornes de la diode réelle (fig. 30) :

$$u < 0 \Rightarrow i = 0 \quad \text{et} \quad u_a = u$$

c) La figure 31 donne l'allure des trois tensions : u (alternative), Ri (de la charge) et u_a (de la diode réelle). A chaque instant on a : $u = u_a + Ri$, les deux termes de la somme étant proportionnels aux résistances R_d et R dans le sens direct et le deuxième étant nul dans le sens inverse. Le courant redressé est proportionnel à la tension Ri et son graphe a même allure. Ce courant est ondulé et on peut encore le considérer comme la somme de deux courants, l'un continu et égal à sa valeur moyenne, l'autre alternatif de valeur moyenne nulle.

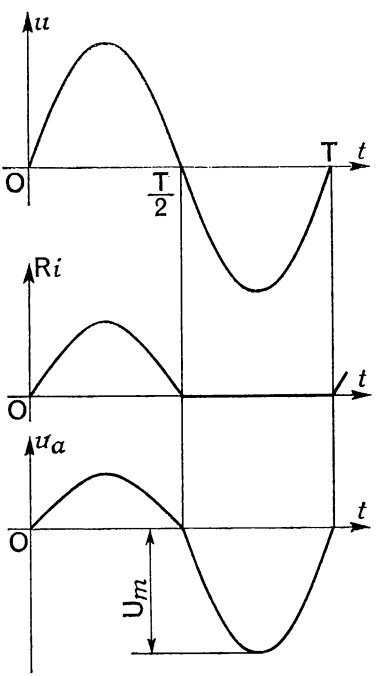


Fig. 31. — De haut en bas : *la tension sinusoïdale, la tension de la charge et la tension entre les bornes du tube.*

3° **Valeurs caractéristiques du redressement.** — *a) Valeurs maximales concernant la charge.* — Le maximum de la tension utile est $\frac{RU_m}{R + R_d}$. Le maximum de courant est :

$$I_m = \frac{U_m}{R + R_d}$$

Rappelons que U_m est la valeur maximale de la tension sinusoïdale de la source.

b) Valeurs moyennes concernant la charge. — Le calcul en a été effectué (§ 2). Les formules étant valables avec les valeurs maximales propres à la charge.

$$U_{moy} = \frac{U_m}{\pi} \cdot \frac{R}{R + R_d} = \frac{U\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{R}{R + R_d} = 0{,}45\ U \cdot \frac{R}{R + R_d}$$

$$\boxed{I_{moy} = \frac{0{,}45\ U}{R + R_d}}$$

où U est la valeur efficace de la tension délivrée par la source.

c) Valeur efficace du courant fourni par la source. — Elle est égale à celle du courant dans la charge soit :

$$I = \frac{I_m}{2} = \frac{U_m}{2(R + R_d)} = \frac{U}{(R + R_d)\sqrt{2}}$$

d) Maximum de tension inverse entre les bornes de la diode. — Il est égal au maximum de la tension sinusoïdale soit U_m.

11. *Débit sur résistance pure avec une diode à gaz.*

1° **Quand elle est passante,** la diode à gaz est équivalente à une diode idéale en série avec un récepteur de force contre-électromotrice E (§ 8).

2° **Analyse du fonctionnement** (fig. 32). — *a) La tension* u *est positive* (⊕ en B). — Le débit n'est possible que si la tension de la

source est supérieure à E. Il faut donc distinguer deux cas,

$u \leqslant E$: le courant est nul,

$u > E$: pour produire un courant, la tension disponible est $u - E$ et l'on a :

$$i = \frac{u - E}{R} = \frac{U_m \sin \omega t - E}{R}$$

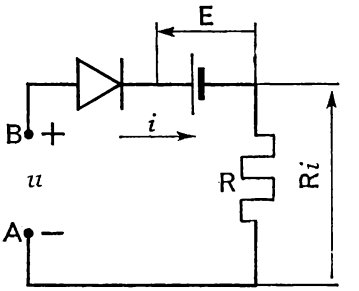


Fig. 32. — *Diode à gaz passante.*

Le courant s'établit donc et s'annule lorsque l'on a :

$$U_m \sin \omega t = E \qquad \text{soit,} \qquad \sin \omega t = \frac{E}{U_m};$$

la résolution de cette équation conduit à deux valeurs de ωt, la plus petite ωt_0 correspond à l'établissement du courant et la plus grande ωt_1 correspond à sa suppression. Ces deux valeurs de la phase sont symétriques par rapport à $\frac{\pi}{2}$; les deux angles sont donc supplémentaires (fig. 33) :

$$\omega t_0 + \omega t_1 = \pi.$$

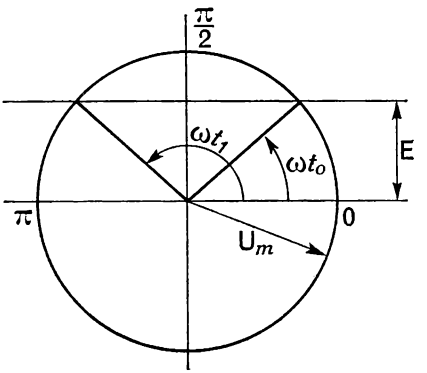


Fig. 33. — *Les deux angles* ωt_0 *et* ωt_1 *sont supplémentaires.*

Les valeurs t_0 (instant d'ouverture) et t_1 (instant de fermeture) sont symétriques par rapport à $\frac{T}{4}$ et leur somme est : $t_0 + t_1 = \frac{T}{2}$

La durée de passage du courant, au cours d'une période, est la durée d'ouverture, elle est inférieure à la demi-période $\frac{T}{2}$:

$$\tau = t_1 - t_0 = \left(\frac{T}{2} - t_0\right) - t_0 = \frac{T}{2} - 2t_0$$

L'angle d'ouverture est :

$$\alpha = \omega t_1 - \omega t_0 = (\pi - \omega t_0) - \omega t_0 = \pi - 2\omega t_0$$

On vérifiera que :

$$\frac{\alpha}{\tau} = \omega = \frac{2\pi}{T}$$

REMARQUE. : Pour une diode à jonction et pour une diode à vide la durée d'ouverture était $\frac{T}{2}$ et l'angle d'ouverture était π.

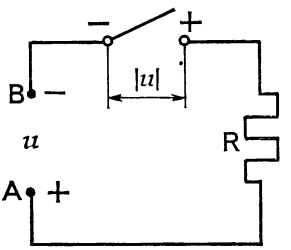


Fig. 34.
Diode à gaz non passante.

b) La tension u est négative (⊖ en B). — La diode étant équivalente à un interrupteur ouvert, le courant est nul ainsi que la tension de la charge. La tension de la source est appliquée en inverse entre les bornes de la diode réelle, la tension d'arc E n'existe plus puisqu'il n'y a plus d'arc dans le tube (fig. 34).

c) La figure 35 donne l'allure des trois tensions : u alternative, Ri de la résistance et u_a de la diode.

Résumons le fonctionnement :

— quand la tension u, positive ou négative, est inférieure à E, le courant est nul, la diode est un interrupteur ouvert et sa tension est $u = u_a$

$$u \leqslant E \Rightarrow i = 0 \quad \text{et} \quad u_a = u$$

— quand u est supérieure à E :

$$u > E \Rightarrow i = \frac{U_m \sin \omega t - E}{R}$$

Le courant redressé est proportionnel à Ri et les graphes de i et de Ri ont même allure.

3° Valeurs caractéristiques du redressement. — *a) Valeurs maximales concernant la charge.* — Le maximum de la tension redressée est égal au maximum de la tension sinusoïdale diminuée de la tension d'arc E :

$$V_m = U_m - E$$

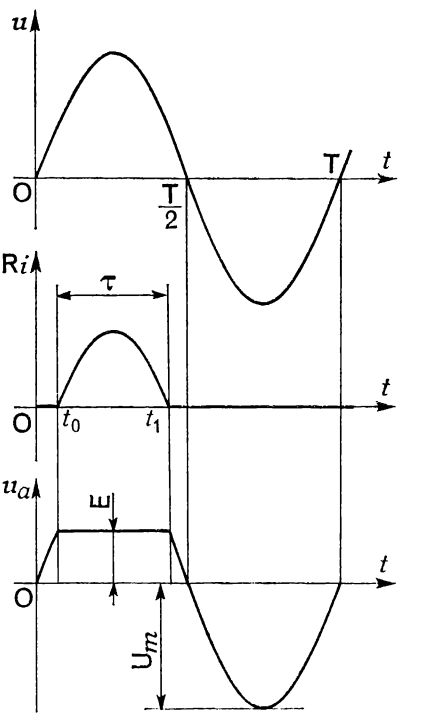


Fig. 35. — De haut en bas :
la tension sinusoïdale, la tension de la charge et la tension entre les bornes de la diode.

Le maximum de courant est :

$$I_m = \frac{V_m}{R} = \frac{U_m - E}{R}.$$

b) Valeurs moyennes concernant la charge. — Les résultats seront établis au chapitre 4, on a :

$$U_{moy} = U_m \left(\frac{\cos \omega t_0}{\pi} - \frac{\tau}{T} \sin \omega t_0 \right) \qquad I_{moy} = \frac{U_{moy}}{R}$$

c) Valeur efficace du courant fourni par la source. — Elle est sensiblement égale à :

$$I = I_m \sqrt{\frac{\tau}{2T}}.$$

d) Maximum de tension inverse entre les bornes de la diode. — Il est égal au maximum U_m de la tension alternative de la source.

EXERCICES

2. 01. — Une source dont la tension sinusoïdale a une valeur efficace U débite dans une résistance R en série avec une diode à jonction. Déterminer la valeur maximale du courant et l'indication de deux ampèremètres disposés en série, l'un A_1 magnétoélectrique et l'autre A_2 ferromagnétique (fig. 28).

U(V)	127	220	380	220	380	127
R(Ω)	50	20	10	15	20	10

[*Réponses pour la première colonne :* $I_m = 3{,}6$ A, $I_1 = 1{,}15$ A, $I_2 = 1{,}8$ A.]

2. 02. — Une source dont la tension sinusoïdale a une valeur efficace U débite dans une résistance R en série avec une diode à vide de résistance interne R_d. Déterminer : 1° La valeur maximale du courant. 2° L'indication de deux ampèremètres en série, l'un A_1 magnétoélectrique et l'autre A_2 ferromagnétique. 3° La valeur de la tension moyenne entre les bornes de la charge.

U(V)	127	220	380	700	254	440
R(Ω)	250	200	250	300	100	150
R_d(Ω)	50	60	100	50	40	60

[*Réponses pour la première colonne:* 0,60 A ; 0,19 A ; 0,30 A ; 48 V.]

2. 03. — Une source dont la tension sinusoïdale a une valeur efficace U débite dans une résistance R en série avec une diode à gaz dont la tension d'arc est E. Déterminer la durée et l'angle d'ouverture.

U(V)	220	127	21	220	42	110
E(V)	15	15	15	30	12	25

[*Réponses pour la première colonne :* $\tau = 0{,}485\,T$ $\alpha = 174{,}5^0$.]

PROBLÈMES

I. AVEC SOLUTION.

2. 04. — On applique une tension sinusoïdale de valeur U= 220 V à l'ensemble formé par une résistance de 5 Ω en série avec une diode à jonction.

1° Calculer les valeurs moyenne et efficace du courant.

2° Quelle doit être la tension inverse V_{ip} supportable par la diode si l'on veut avoir une marge de sécurité de 60 %?

3° Calculer la puissance fournie à la charge.

— Solution —

1° Tension maximale :

$$U_m = 220\sqrt{2} = 311 \text{ V.}$$

Courant moyen :

$$I_{moy} = \frac{U_m}{\pi R} = \frac{311}{15{,}7} = 19{,}8 \text{ A.}$$

Courant efficace :

$$I_{eff} = \frac{U_m}{2R} = \frac{311}{10} = 31{,}1 \text{ A.}$$

2° $V_{ip} = 1{,}6\, U_m = 1{,}6 \times 311 = 500$ V.

3° $P = RI_{eff}^2 = 5 \times 31{,}1 \times 31{,}1 = 4840$ W.

II. A RÉSOUDRE.

2. 05. — On applique une tension sinusoïdale de valeur efficace U = 380 V à l'ensemble formé par une résistance R = 200 Ω en série avec une diode à vide dont la résistance est R_d = 50 Ω.

1° Calculer les valeurs moyenne et efficace du courant.

2° Calculer la tension maximale inverse.

3° Calculer la puissance utile fournie à la charge et la puissance dissipée sur l'anode de la diode.

2. 06. — On applique une tension sinusoïdale de valeur efficace U = 28,3 V (50 Hertz) à l'ensemble formé par une résistance de 10 Ω en série avec une diode à gaz dont la tension d'arc est E = 20 V.

1° Déterminer la durée d'ouverture.

2° Quelles sont les valeurs maximale et moyenne du courant?

3° Quelle est la valeur efficace approchée du courant?

3

REDRESSEMENT MONOPHASÉ BIALTERNANCE REDRESSEMENT POLYPHASÉ

12. *Redressement bialternance simple.*

1° **Intérêt.** — En monoalternance, il n'y a effectivement de courant que pendant une demi-période; l'alternance négative de la tension d'alimentation est inutilisée. En redressant les deux alternances, on obtiendra dans la charge un courant variable mais existant en permanence.

2° **Diode à jonction.** — *a) Montage* (fig. 36) : le secondaire d'un transformateur à point milieu M alimente deux diodes. La charge est placée entre M et le point commun C aux deux diodes.

b) Analyse du fonctionnement.

— Quand la tension u est positive, le point B est positif par rapport à M, la diode 1 conduit et le courant i_1 traverse la charge R de C vers M. Le point C est alors au même potentiel que B et, le point A étant négatif par rapport à eux, la diode 2 ne conduit pas, elle est bloquée.

— Quand la tension u est négative, les rôles des deux diodes sont permutés et la charge est traversée par le courant i_2 ,toujours de C vers M. Finalement la charge est traversée par un courant unidirectionnel et ce, quel que soit le signe de la tension u.

c) Allure des courants. — Chaque diode est traversée par un courant monoalternance mais le courant dans la charge est bialternance. Les oscillogrammes que l'on peut relever sont indiqués dans les cercles de la figure 36.

d) Valeurs caractéristiques du redressement :

— *Valeurs maximales concernant la charge:* le maximum de la tension redressée est $U'_m = \frac{U_m}{2}$ et celle du courant est $I_m = \frac{U'_m}{R}$,

la valeur U_m représentant toujours le maximum de la tension sinusoïdale totale *u*.

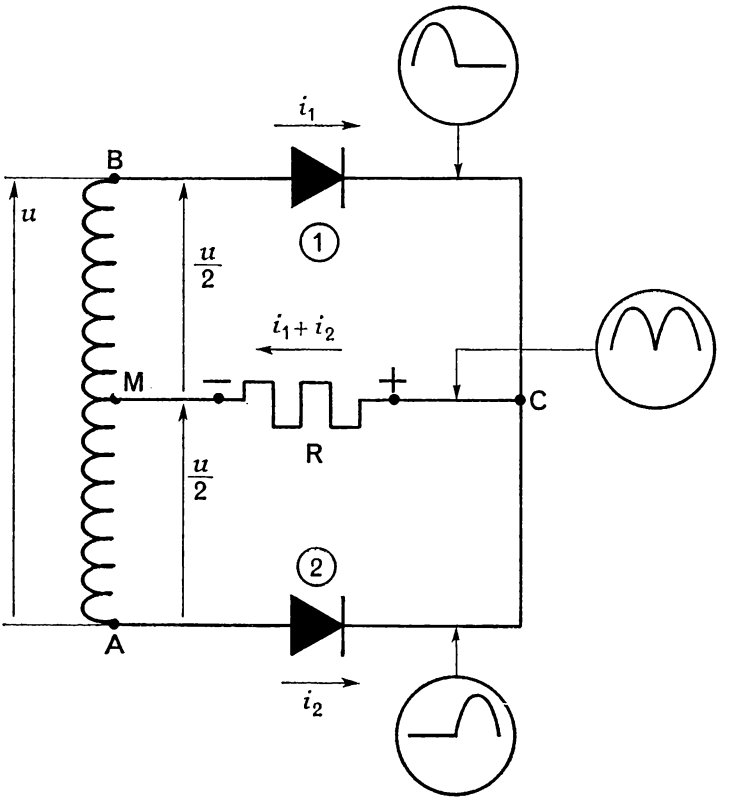


Fig. 36. — *Redressement bialternance.*

— *Valeurs moyennes concernant la charge :* le calcul en a été effectué (§ 2) :

$$U_{moy} = \frac{2U'_m}{\pi} = \frac{U_m}{\pi} \qquad I_{moy} = \frac{U_m}{\pi R}$$

Donc, si comme nous l'avons fait, on continue d'appeler U_m la valeur maximale de la tension secondaire totale du transformateur, **la valeur moyenne du courant est donnée par la même formule qu'en monoalternance.** L'explication en est simple : à chaque alternance on ne redresse en fait que la moitié de la tension, la tension de la charge est bien bialternance mais son maximum est la moitié de ce qu'il serait

en monoalternance, les valeurs moyennes de la tension et du courant sont donc identiques pour les deux cas (fig. 37).

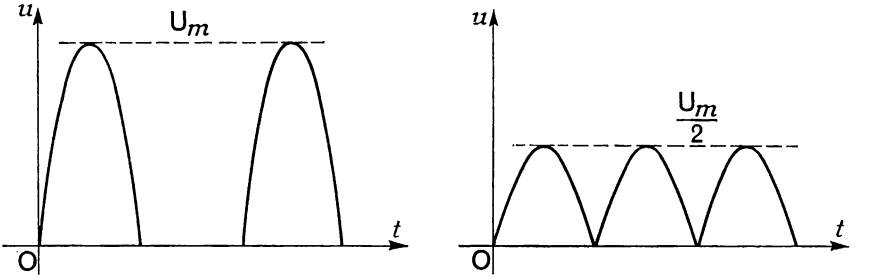


Fig. 37. — *Les deux tensions ont même valeur moyenne et même valeur efficace.*

— *Valeurs efficaces des courants:* pour la charge, traversée par un courant bialternance,

$$I_{eff} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$$

pour les diodes et le secondaire du transformateur traversés par un courant unidirectionnel :

$$I = I' = \frac{I_m}{2}$$

e) Maximum de tension inverse pour les diodes. — La tension inverse, appliquée à la diode bloquée, est toute la tension $|u|$. En effet (fig. 38), quand le $\oplus$ est en B, par exemple, les bornes de la diode 2 sont directement reliées à A et B. Le maximum de tension inverse est U_m.

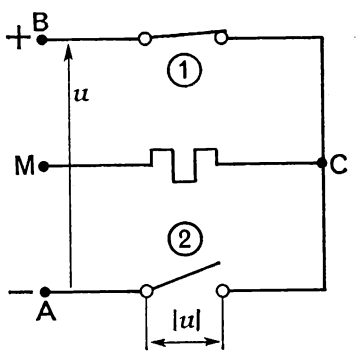


Fig. 38. — *Tension inverse.*

3° Diode à vide. — *a) Montages.* — On peut soit utiliser deux diodes (fig. 39), soit, pour gagner de la place (récepteurs radio et télévision), utiliser une diode bivalve c'est-à-dire comportant deux anodes dans le même tube (fig. 40).

b) Analyse du fonctionnement. — Elle est la même que pour des diodes à jonction, chaque diode réelle étant remplacée par une diode idéale en série avec sa résistance interne R_d, on voit que, lorsqu'une diode

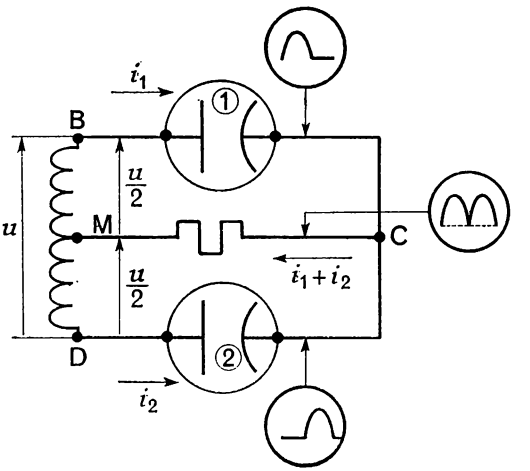


Fig. 39. — *Avec deux diodes à vide.*

fonctionne, elle débite sur R_d en série avec R (fig. 41). Finalement tout se passe comme si l'on avait deux diodes idéales alimentant la charge en série avec R_d (fig. 42). La tension utile étant, bien entendu, la seule partie Ri de la tension totale.

c) Valeurs caractéristiques du redressement. — Comme pour le

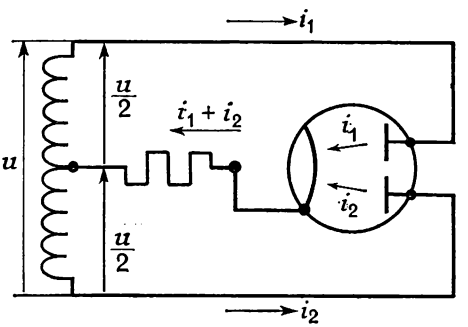


Fig. 40. — *Avec un tube bivalve.*

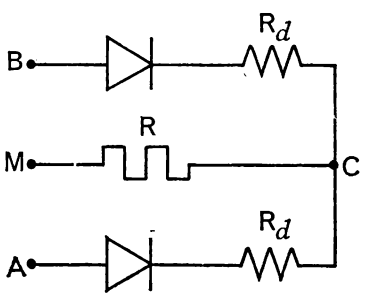


Fig. 41.

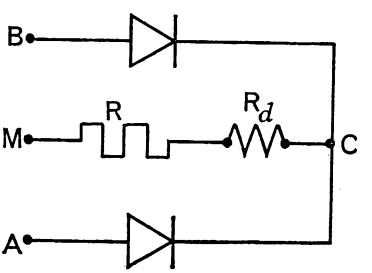


Fig. 42. — *Schéma équivalent.*

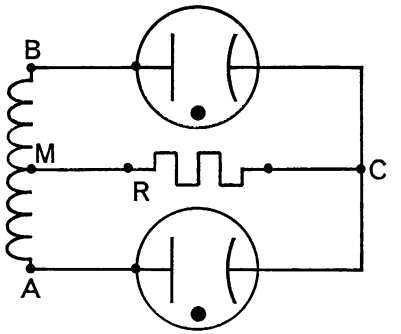


Fig. 43. — *Avec deux diodes à gaz.*

cas des diodes à jonction, les valeurs moyennes sont celles du redressement monoalternance. Les valeurs efficaces des courants sont données par les formules du 2° dans lesquelles R est remplacée par $(R + R_d)$.

4° **Diode à gaz.** — Remplaçons les diodes réelles de la figure 43 par des diodes idéales en série avec une force contre-électromotrice E (fig. 44); nous voyons que chaque diode débite alternativement sur la charge R en série avec E. Nous pouvons donc remplacer le schéma 44 par le schéma 45 où les diodes idéales débitent sur la charge R en série avec le récepteur fictif de force

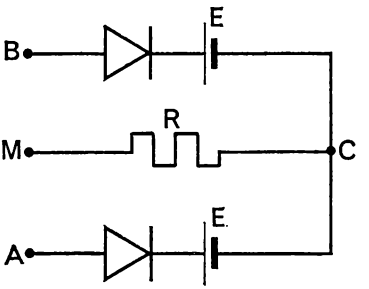


Fig. 44.

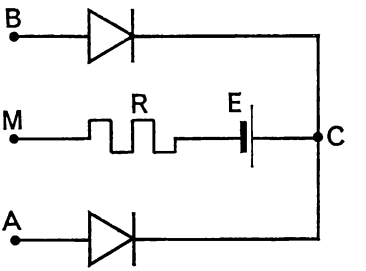


Fig. 45. — *Schéma équivalent.*

contre-électromotrice E. Ce mode de fonctionnement sera étudié au chapitre 4.

13. *Pont de Graëtz monophasé. Diodes à jonction.*

1° **Montage.** — Il nécessite quatre diodes montées en pont (fig. 46).

2° **Analyse du fonctionnement.** — *a*) Quand le $\oplus$ est en B, le courant i_1 traverse successivement la diode passante B'C', la charge, puis la diode passante D'A'. Les diodes D'B' et A'C' sont bloquées.

b) Quand le $\oplus$ est en A, le courant i_2 traverse successivement la diode passante A'C', la charge, puis la diode passante D'B'. La charge

est donc traversée alternativement par i_1 et par i_2 mais toujours dans le même sens : de C vers D. Les diodes sont traversées par un courant monoalternance mais le secondaire du transformateur produit un courant sinusoïdal.

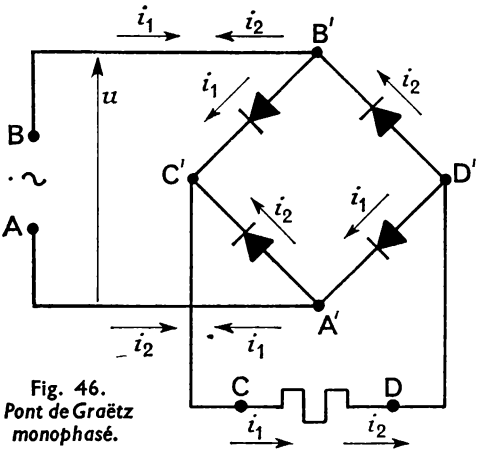


Fig. 46.
Pont de Graëtz monophasé.

3° Valeurs caractéristiques du redressement.

a) Valeurs maximales concernant la charge. — Le maximum de la tension de la charge est égal au maximum U_m de la tension sinusoïdale. Le maximum de courant est $I_m = \frac{U_m}{R}$.

b) Valeurs moyennes concernant la charge. — Le redressement étant bialternance, la formule 1 *bis* s'applique :

$$U_{moy} = \frac{2U_m}{\pi} = 0{,}9\,U \qquad I_{moy} = \frac{U_{moy}}{R} = \frac{2U_m}{\pi R} = 0{,}9\,\frac{U}{R}$$

c) Valeurs efficaces concernant la charge. — Elles sont données par la formule 5.

$$U_{eff} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} = U \qquad I_{eff} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = I$$

Ces valeurs sont donc les mêmes pour la charge et pour la source.

d) Dans une diode le courant est monoalternance et la valeur efficace du courant est :

$$I' = \frac{I_m}{2} = \frac{I}{\sqrt{2}}$$

Le courant moyen dans une diode est $I'_{moy} = \frac{I_{moy}}{2}$.

4° Tension inverse supportée par des diodes. — Prenons le cas où le $\oplus$ est en B, les diodes passantes B'C' et D'A' sont des interrupteurs fermés tandis que les diodes bloquées A'C' et D'B' sont des interrupteurs ouverts (fig. 47). On voit immédiatement que les points B, B' et

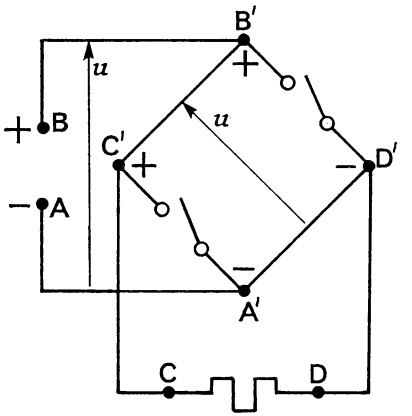


Fig. 47.
Tension inverse des diodes bloquées.

C′ sont au même potentiel positif tandis que les points A, A′ et D′ sont au même potentiel négatif; chacune des diodes bloquées supporte donc toute la tension u, le maximum de tension inverse est U_m.

5° **Diode à vide.** — L'analyse du fonctionnement est la même que pour des diodes à jonction mais pendant chaque alternance, la charge est en série avec deux diodes réelles donc avec deux diodes idéales et deux résistances internes R_d. Pour la charge les formules deviennent :

$$I_{moy} = \frac{2U_m}{\pi(R + 2R_d)} \quad \text{et} \quad U_{moy} = \frac{2U_m}{\pi} \cdot \frac{R}{R + 2R_d}$$

14. *Redressement triphasé simple (diodes à jonction).*

1° **Montage.** — Une diode est placée sur chaque phase et la charge est montée entre leur point commun D et le neutre (fig. 48).

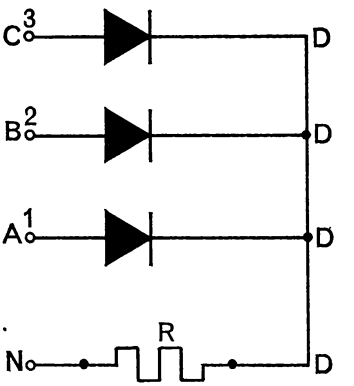


Fig. 48.
Redressement triphasé simple.

2° **Les tensions triphasées.** — La figure 49 représente les trois tensions simples u_1, u_2 et u_3 définies entre phase et neutre. Ces trois tensions ont respectivement pour équation (1) :

$$u_1 = U_m \cos \omega t \qquad u_2 = U_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$u_3 = U_m \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

où U_m est la valeur maximale commune aux tensions simples, $U_m = U\sqrt{2}$.

(1) Nous choisissons $U_m \cos \omega t$ (et non $U_m \sin \omega t$) parce que les trois intervalles caractéristiques sont plus faciles à exprimer.

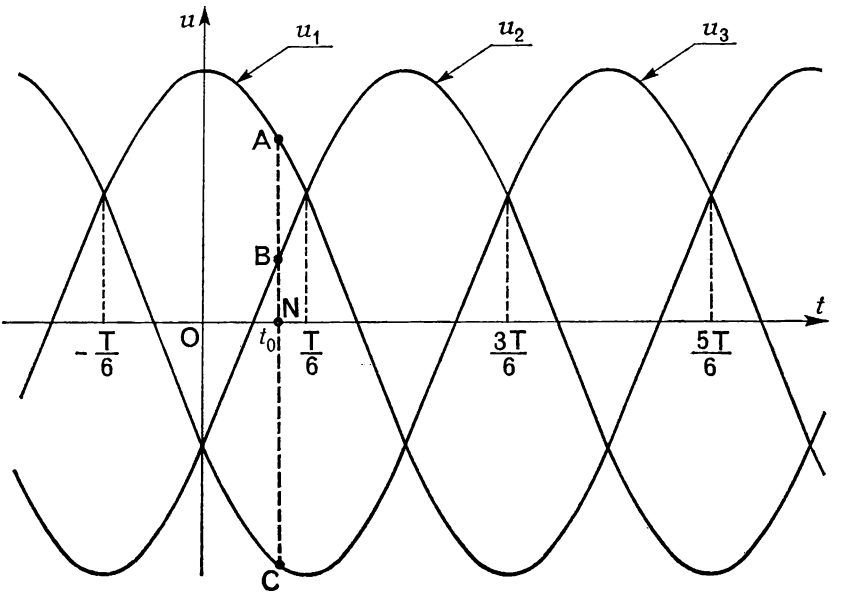


Fig. 49. — *Les trois tensions triphasées.*

8° Analyse du fonctionnement. — Considérons l'instant t_0 pris dans l'intervalle $\left[-\frac{T}{6}, +\frac{T}{6}\right]$ où la tension u_1 est supérieure à chacune des tensions u_2 et u_3 (fig. 49). A cet instant, les potentiels des quatre points A, B, C et N sont tels que :

$$V_A > V_B > V_N > V_C.$$

La diode 1 est donc passante. Il est bien évident que la diode 3 est bloquée puisque u_3 est négative. Montrons que la diode 2 est également bloquée bien que u_2 soit positive. La diode 1, passante est équivalente à un interrupteur fermé et le potentiel de D est égal à celui de A : $V_A = V_D$. Puisque $V_A > V_B$ on a aussi $V_D > V_B$ et la diode 2 est bloquée. Finalement seule la diode 1 conduit et le courant dans la charge est (fig. 50) :

$$i = i_1 = \frac{u_1}{R} = \frac{U_m \cos \omega t}{R}$$

Le même raisonnement effectué pour l'intervalle de temps $\left[\frac{T}{6}, \frac{3T}{6}\right]$ où la plus grande tension est u_2 (fig. 51) puis pour celui $\left[\frac{3T}{6}, \frac{5T}{6}\right]$ où

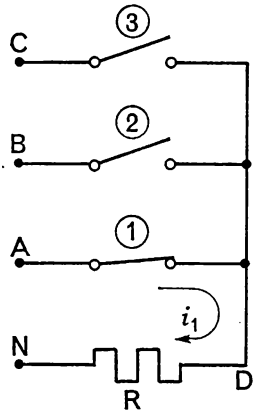


Fig. 50.

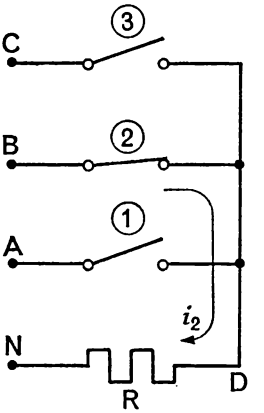


Fig. 51.

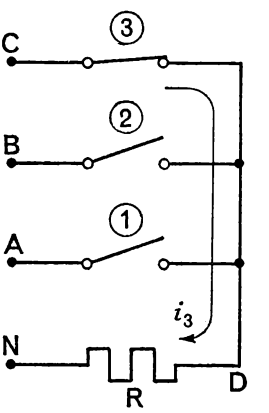


Fig. 52.

la plus grande tension est u_3 (fig. 52), montre que la tension de la charge est ininterrompue et formée de calottes de sinusoïde (fig. 53). Les points P, Q et S d'intersection de ces calottes correspondent aux instants où une diode qui était bloquée devient passante et prend le relais de la diode

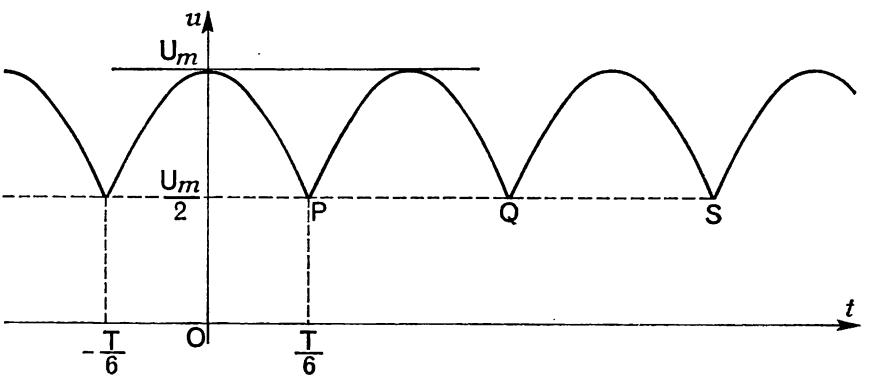


Fig. 53. — *Aux points P, Q, S, il y a commutation.*

précédente pour débiter dans R. Cherchons l'ordonnée de ces points en écrivant l'égalité de deux des trois tensions :

$$u_1 = U_m \cos \omega t, \quad u_2 = U_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \qquad u_3 = U_m \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

$$u_1 = u_2 \quad \Rightarrow \quad \cos \omega t = \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

soit en écrivant que les arcs sont opposés (une seule solution suffit) :

$$\omega t = -\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$2\omega t = \frac{2\pi}{3} \quad \Rightarrow \quad \omega t = \frac{\pi}{3} \qquad t = \frac{\pi}{3\omega} = \frac{2\pi}{6\omega} = \frac{T}{6}$$

et cos $\omega t = \frac{1}{2}$; pour cette valeur l'ordonnée de P est $\frac{U_m}{2}$.

Aux instants correspondant aux points P, Q, S on dit qu'il y a **commutation**, le courant dans les deux diodes qui commutent passe brusquement de zéro à $\frac{I_m}{2}$ ou inversement.

4° Valeurs caractéristiques du redressement.

a) Valeurs maximales concernant la charge. — Le maximum de tension est celui d'une tension triphasée simple soit U_m. Le maximum de courant est $I_m = \frac{U_m}{R}$.

b) Valeurs moyennes concernant la charge. — Elles ont été calculées au chapitre 1, formule 3 :

$$U_{moy} = 0{,}827\, U_m = 1{,}17\, U \qquad \text{et} \qquad I_{moy} = \frac{U_{moy}}{R} = 1{,}17\frac{U}{R}$$

où U est la valeur efficace de l'une des tensions triphasées étoilées (simples).

c) Valeurs efficaces concernant la charge. — Elles sont données par la formule 7 :

$$U_{eff} = 0{,}841\, U_m = 1{,}19\, U \qquad \text{et} \qquad I_{eff} = \frac{U_{eff}}{R} = 1{,}19\frac{U}{R}$$

d) Valeurs pour une diode. — Chaque diode n'est en fonction que pendant un tiers de période sur trois (fig. 54). Compte tenu des remarques (p. 6 et 11) on aura :

$$I'_{moy} = \frac{I_{moy}}{3} \quad \text{et} \quad I' = \frac{I_{eff}}{\sqrt{3}} = 0{,}69\frac{U}{R}$$

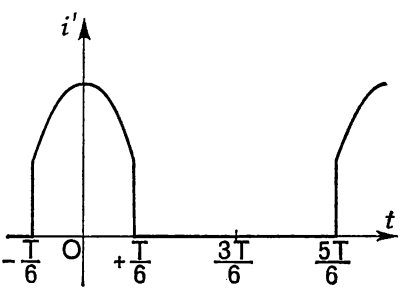
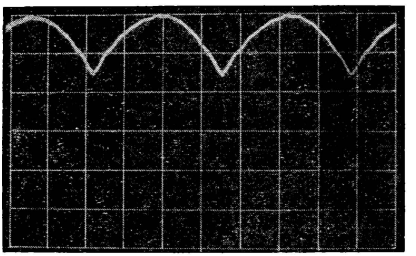
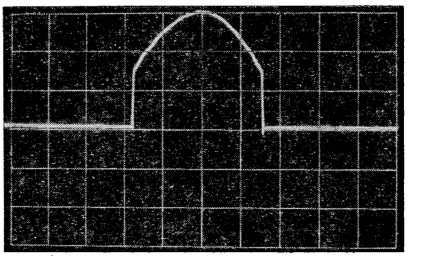


Fig. 54. — *Courant dans une diode, et dans une phase du secondaire du transformateur.*

5° Tension inverse supportée par les diodes. — Reprenons le cas où la tension u_1 est supérieure aux autres et la diode 1 passante (fig. 50).



Courant dans la charge.



Courant dans une diode (et dans une phase)

Le point D étant au même potentiel que A, la diode 2, par exemple, est soumise à la tension $u_1 - u_2 = U_m \left[\cos \omega t - \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right]$. Cette tension n'est autre que la tension composée U_c qui existe entre les bornes 1 et 2 et son maximum nous est connu (1èF, courant alternatif)

$$U_{im} = U_c \sqrt{2} = (U \sqrt{3}) \sqrt{2} = U \sqrt{6} = 2{,}45\ U$$

15. *Redressement triphasé avec pont de Graëtz (diodes à jonction).*

1° Montage. — Il est donné figure 55.

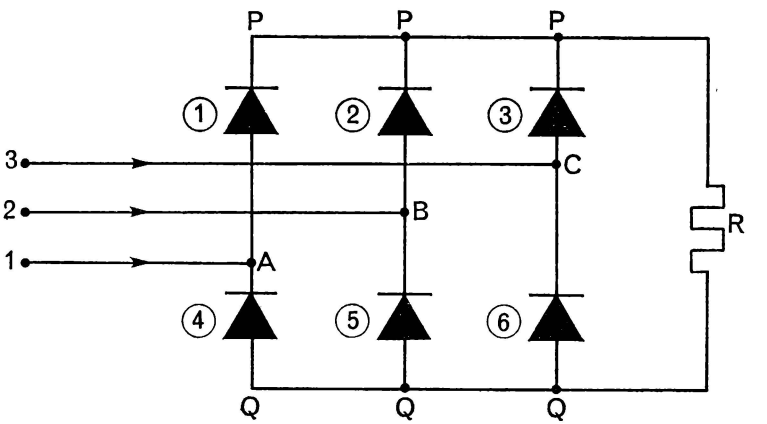


Fig. 55. — *Redressement triphasé. Pont de Graëtz.*

2° Analyse du fonctionnement. — Considérons l'instant t_0 pris dans l'intervalle (0; T /6) où la tension simple u_1 est supérieure à chacune

des tensions u_2 et u_3 (fig. 56). A cet instant les potentiels des points A, B, C sont tels que :

$$V_A > V_B > V_C$$

Montrons que dans ces conditions, le courant à travers la charge va de A vers C et **de A vers C seulement.**

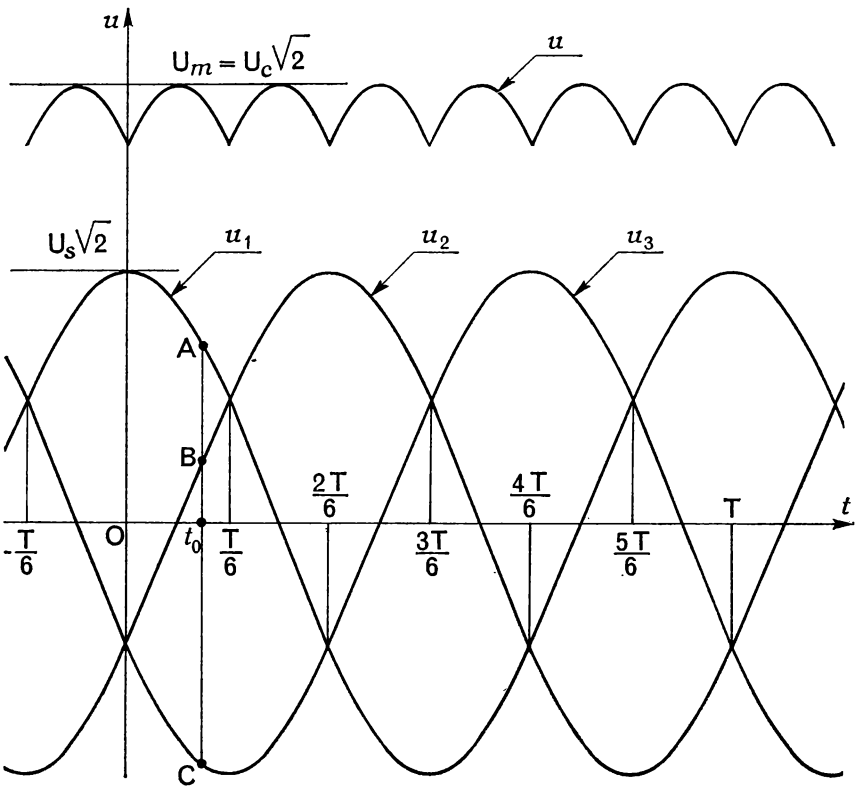


Fig. 56. — *Les trois tensions triphasées simples et la tension* u *de la charge.*

— La diode 1 conduit et par conséquent $V_P = V_A > V_B > V_C$. Les diodes 2 et 3 sont bloquées puisque le potentiel V_P de leur cathode est supérieur à celui (V_B ou V_C) de leur anode.

— La diode 6 conduit et par conséquent $V_Q = V_C < V_B < V_A$. Les diodes 4 et 5 sont bloquées puisque le potentiel de leur cathode (V_A ou V_B) est supérieur à celui (V_C) de leur anode. Le même raisonnement effectué

pour chacun des intervalles de temps (T/6; 2T/6); (2T/6; 3T/6); (3T/6; 4T/6); (4T/6; 5T/6) et (5T/6; T) permet de conclure :

Pendant chaque sixième de période, deux diodes et deux seulement conduisent; le courant va toujours du point dont le potentiel est le plus élevé vers celui dont le potentiel est le plus bas.

3° **Tension instantanée *u* de la charge.** — C'est, dans chaque intervalle de temps, la différence des tensions instantanées des deux phases qui l'alimentent.

Intervalles	Sens du courant	Diodes passantes	Tension u
0 à T/6	A vers C	1 et 6	$u_1 - u_3$
T/6 à 2T/6	B vers C	2 et 6	$u_2 - u_3$
2T/6 à 3T/6	B vers A	2 et 4	$u_2 - u_1$
3T/6 à 4T/6	C vers A	3 et 4	$u_3 - u_1$
4T/6 à 5T/6	C vers B	3 et 5	$u_3 - u_2$
5T/6 à T	A vers B	1 et 5	$u_1 - u_2$

Chaque diode fonctionne donc pendant 1/3 de période et chaque phase débite pendant 2 fois 1/3 de période.

4° **Allure des courants.** — *a) Dans la charge :* les graphes du courant et de la tension ont même allure (fig. 56).

b) Dans une diode : le courant est identique à celui de la charge pendant un tiers de période et nul pendant les deux autres tiers (fig. 57). Notons que sur la figure 57, le courant des diodes 4, 5 et 6 a été considéré comme négatif parce qu'il retourne aux bornes 1, 2 et 3 de

la source; pour les diodes c'est bien un courant direct et non un courant inverse.

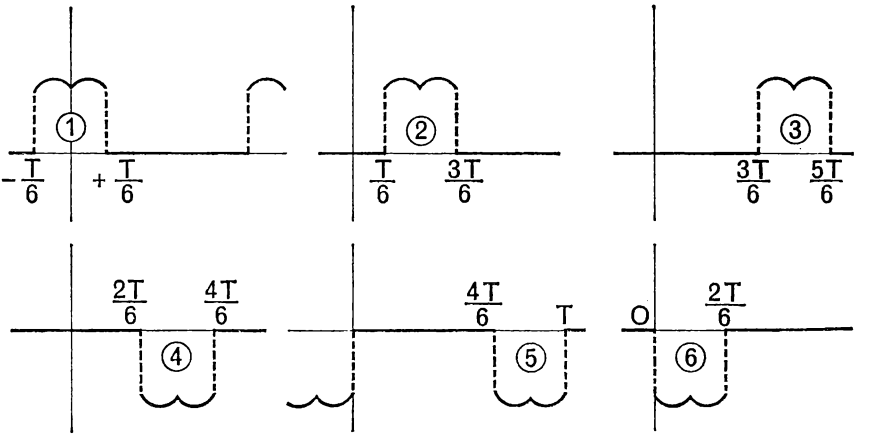


Fig. 57. — *Courants dans les six diodes.*

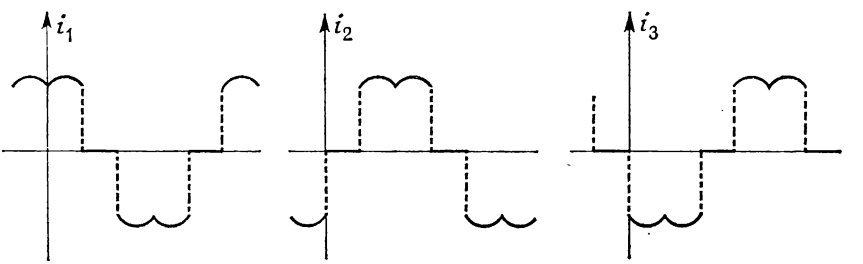
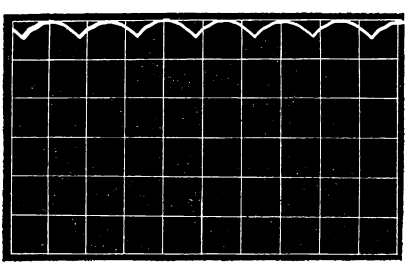
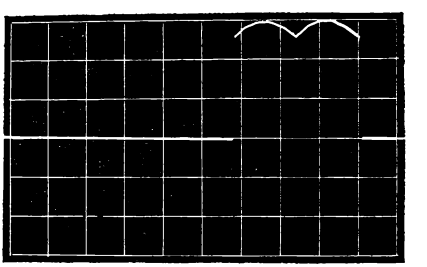


Fig. 58. — *Courants dans les phases.*

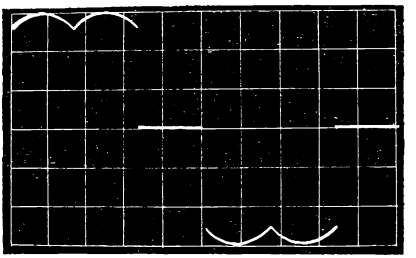
c) *Dans une phase du secondaire du transformateur :* le courant existe quand l'une ou l'autre des deux diodes de la phase conduit (fig. 58).



Courant dans la charge.



Courant dans une diode.



Courant dans une phase.

5° Valeurs caractéristiques du redressement. — La tension u de la charge est identique à celle que l'on obtiendrait avec un redressement hexaphasé simple dont la tension efficace serait

$$U_h = U_c = U_s \sqrt{3}$$

(U_s valeur efficace d'une tension simple en triphasé).

a) Valeurs maximales pour la charge : le maximum de tension est $U_m = U_c \sqrt{2} = U_s \sqrt{6} = 2{,}45\ U_s$

b) Valeurs moyennes pour la charge : nous avons trouvé (chapitre 1) :

$$U_{moy} = \frac{3U_m}{\pi} = 0{,}955\ U_m \qquad \text{et} \qquad I_{moy} = \frac{U_{moy}}{R} = 0{,}955\ I_m$$

c) Valeurs efficaces pour la charge (chapitre 1) :

$$U_{eff} = 0{,}956\ U_m \qquad \text{et} \qquad I_{eff} = 0{,}956\ \frac{U_m}{R}$$

d) Valeurs pour une diode :

$$I_{moy} = \frac{I_{moy}}{3} \qquad I' = \frac{I_{eff}}{\sqrt{3}}$$

e) Valeurs pour une phase :

$$I''_{moy} = \frac{2}{3}\ I_{moy}\ ^{(1)} \qquad I = I_{eff} \sqrt{\frac{2}{3}}$$

f) Tension maximale inverse d'une diode : dans le cas où les diodes 1 et 6 conduisent, la diode 4, non passante, est soumise à la tension qui existe entre A et C c'est-à-dire la tension composée ($u_1 - u_3$); le maximum de celle-ci est $U_m = U_c \sqrt{2} = 2{,}45\ U$.

(1) Valeur arithmétique.

EXERCICES

3. 01. — Un secondaire de transformateur monophasé alimente, sous une tension efficace U, une résistance R par l'intermédiaire d'un pont de Graëtz formé de diodes à jonction. Calculer la valeur moyenne du courant dans la charge et la valeur efficace du courant dans une diode.

U(V)	220	380	127	220	380	110
R(Ω)	10	15	5	20	10	10

[*Réponses pour la première colonne :* 19,8 A et 15,5 A.]

3. 02. — Un secondaire de transformateur monophasé dont la tension efficace est U alimente une résistance R par l'intermédiaire d'un pont de Graëtz formé de diodes à vide de résistance interne R_d. Calculer la valeur moyenne du courant dans la charge et la valeur de la tension inverse supportée par une diode.

U(V)	127	220	380	440	700	380
R(Ω)	100	100	150	180	200	120
R_d(Ω)	50	40	60	40	80	60

[*Réponses pour la première colonne :* 0,57 A et 180 V].

3. 03. — On effectue, avec des diodes à jonction, un redressement triphasé simple; la charge est une résistance R. La valeur efficace d'une tension simple est U. Calculer le courant moyen dans la charge et la tension maximale inverse supportée par une diode.

U(V)	127	220	380	42	220	380
R(Ω)	10	15	20	5	10	12

[*Réponses pour la première colonne :* 14,9 A et 311 V.]

3. 04. — On effectue sur une résistance R, un redressement triphasé avec un montage de diodes à jonction en pont de Graëtz. La valeur efficace d'une tension simple est U. Calculer le courant moyen dans la charge et le courant efficace dans une phase.

U(V)	127	240	400	380	42	550
R(Ω)	10	15	20	15	6	25

[*Réponses pour la première colonne :* 29,7 A et 24,2 A.]

PROBLÈMES

I. AVEC SOLUTION.

3. 05. — Un tube bivalve peut supporter une tension inverse de 500 V et le courant moyen par anode ne doit pas dépasser 250 mA. On l'utilise pour un redressement bialternance avec un transformateur à point milieu. Calculer la valeur efficace maximale de la tension sinusoïdale pouvant être utilisée et pour cette valeur, la résistance de charge qui permet d'obtenir le courant moyen nominal sachant que la résistance interne du tube est de 50 Ω.

— Solution —

Tension efficace :

$$U = \frac{500}{\sqrt{2}} = 354 \text{ V.}$$

Chaque anode supportant 250 mA, le courant dans la charge pourra être de 500 mA :

$$I_{moy} = \frac{U_m}{\pi(R + R_d)} = 0{,}5 \text{ A}$$

on en tire :

$$R + R_d = \frac{U_m}{\pi I_{moy}} = \frac{500}{0{,}5\pi} = 318\,\Omega$$

d'où

$$R = 318 - 50 = 268\,\Omega.$$

3. 06. — Un redressement triphasé est effectué avec un pont de Graëtz constitué par six diodes à jonction. La charge est une résistance de 25 Ω et la tension simple a une valeur efficace de 220 V. Calculer :

1° La valeur des courants moyens et efficaces dans la charge, dans une diode et dans une phase.

2° La tension inverse maximale à laquelle une diode est soumise.

— SOLUTION —

1° Dans la charge :

$$U_m = U_s\sqrt{6} = 220 \times 2{,}45 = 539\ V \qquad I_m = \frac{U_m}{R} = \frac{539}{25} = 21{,}6\ A$$

$$I_{moy} = 0{,}955\ I_m = 0{,}955 \times 21{,}6 = 20{,}6\ A \approx I_{eff}$$

Dans une diode :

$$I'_{moy} = \frac{20{,}6}{3} = 6{,}87\ A \qquad I' = \frac{20{,}6}{\sqrt{3}} = 11{,}9\ A.$$

Dans une phase :

$$I''_{moy} = \frac{2}{3} I_{moy} = \frac{41{,}2}{3} = 13{,}7\ A \qquad I = 20{,}6\sqrt{\frac{2}{3}} = 16{,}9\ A.$$

2° La tension inverse maximale est U_m soit 539 V.

On pourra choisir des diodes de 20 A dont la tension inverse de pointe V_{ip} est, par exemple, 1,5 U_m soit $539 \times 1{,}5 = 810$ V. Les V_{ip} des diodes du commerce sont échelonnés de 100 V en 100 V, on adoptera donc 900 V.

II. A RÉSOUDRE.

3. 07. — On possède un transformateur dont le secondaire à point milieu délivre une tension efficace de 2×127 V (127 V par demi-enroulement). On se propose de comparer le redressement bialternance avec deux diodes à jonction et le redressement en pont de Graëtz avec quatre diodes (à jonction). Calculer dans chaque cas et pour une charge résistante R = 12 Ω :

1° Le courant moyen dans la charge.

2° Le courant moyen dans une diode.

3° Le courant efficace dans le secondaire du transformateur.

4° La tension inverse supportée par une diode.

5° En adoptant une marge de sécurité de 20 % pour le courant et de 60 % pour la tension, choisir les diodes dans la liste suivante (courant et V_{ip} sont indépendants).

Courant (A) : 6; 10; 15; 25; 40; 60.

V_{ip} (V) : 200; 300; 400; 500; 600; 800; 1 000.

3. 08. — Un transformateur triphasé délivre au secondaire une tension simple de 220 V. On se propose de comparer le redressement triphasé simple avec trois diodes à jonction et le redressement en pont de Graëtz avec six diodes (à jonction). Calculer dans chaque cas et pour une charge résistante R = 15 Ω.

1° Le courant moyen dans la charge.

2° Le courant moyen dans une diode.

3° Le courant efficace dans une phase du secondaire.

4° La tension inverse d'une diode.

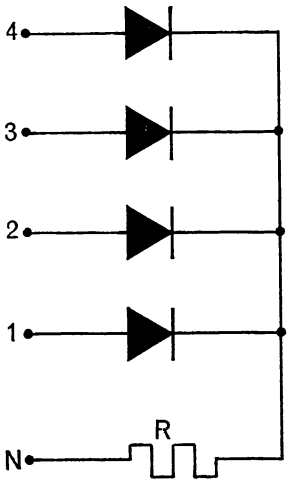


Fig. 59.
Redressement tétraphasé simple.

3. 09. — On effectue un redressement tétraphasé simple (fig. 59) avec des diodes à jonction. La tension entre le neutre et une phase est 240 V et la charge est une résistance R = 8 Ω. Calculer :

1° Le courant moyen dans la charge.

2° Le courant efficace dans une diode.

3° La tension inverse maximale pour une diode.

N.B. : Revoir la figure 19.

4

REDRESSEMENT DÉBIT SUR FORCE CONTRE-ÉLECTROMOTRICE

16. *Redressement monophasé monoalternance.*

1° **Nature de la charge.** — C'est une batterie d'accumulateurs de force électromotrice E; montée en opposition dans le circuit, elle se comporte comme un récepteur de f.c.é.m.E. La résistance R en série avec cette batterie représente la résistance totale du circuit : rhéostat, batterie, fils et, éventuellement, résistance directe de la diode (fig. 60). Nous limiterons notre étude au redressement avec une diode à jonction supposée idéale.

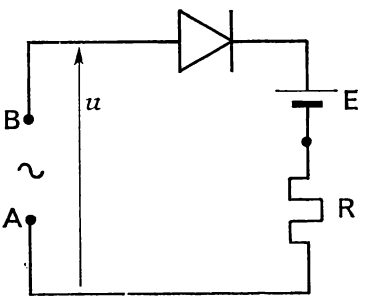


Fig. 60.

2° **Analyse du fonctionnement.** — *a) Quand la tension* u *est positive* (⊕ en B) : le débit n'est possible que si la tension d'alimentation u est supérieure à E. Il faut donc distinguer deux cas :

$u \leqslant \mathbf{E}$ le courant est nul.

$u > \mathbf{E}$ la loi d'Ohm appliquée au circuit s'écrit, $u = \mathrm{E} + \mathrm{R}i$ soit, avec $u = \mathrm{U}_m \sin \omega t$,

$$i = \frac{u - \mathrm{E}}{\mathrm{R}} = \frac{\mathrm{U}_m \sin \omega t - \mathrm{E}}{\mathrm{R}}$$

Donc le courant s'établit et s'annule lorsque l'on a :

$$\mathrm{U}_m \sin \omega t = \mathrm{E} \qquad \text{soit} \qquad \sin \omega t = \frac{\mathrm{E}}{\mathrm{U}_m}.$$

La résolution de cette équation conduit à deux valeurs de ωt, la plus petite ωt_0 correspond à l'établissement du courant et la plus grande ωt_1 correspond à sa suppression. Ces deux angles de la phase sont symétriques par rapport à $\frac{\pi}{2}$; ils sont donc supplémentaires (fig. 61); $\omega t_0 + \omega t_1 = \pi$. Les valeurs t_0 **(instant d'ouverture)** et t_1 **(instant de fermeture)** sont symétriques par rapport à $\frac{T}{4}$ et leur somme est : $t_0 + t_1 = \frac{T}{2}$.

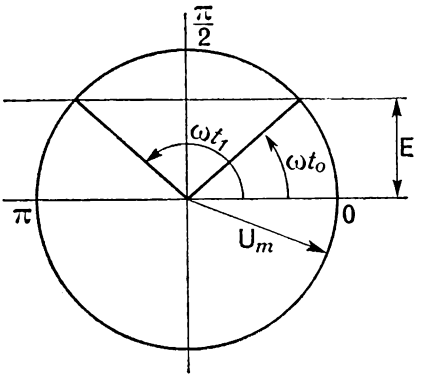


Fig. 61. — *Les deux angles* ωt_0 *et* ωt_1 *sont supplémentaires.*

La durée τ de passage du courant au cours d'une demi-période est la **durée d'ouverture,** elle est inférieure à $\frac{T}{2}$:

$$\tau = t_1 - t_0 = \frac{T}{2} - 2t_0.$$

L'angle d'ouverture est

$$\alpha = \omega t_1 - \omega t_0 = \pi - 2\omega t_0.$$

On vérifiera que $\frac{\alpha}{\tau} = \omega = \frac{2\pi}{T}$.

b) Quand la tension u *est négative* ($\ominus$ *en B) :* la diode est équivalente à un interrupteur ouvert, le courant est nul; la diode est soumise à une tension inverse égale à la somme $|u| + E$ (fig. 62).

c) La figure 63 donne l'allure des trois tensions : u (alternative), Ri (de la résistance) et u_a (de la diode). Le graphe du courant i a même allure que celui de Ri. En résumé :

$$\begin{array}{lll} u \leqslant E & \Rightarrow & i = 0 \\ u > E & \Rightarrow & i = \dfrac{u - E}{R} \end{array}$$

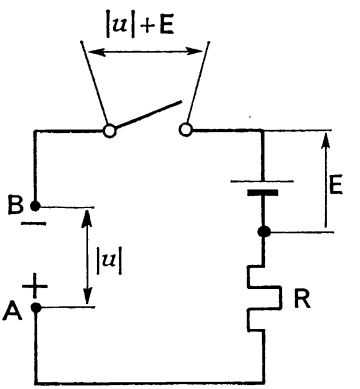


Fig. 62. — *Tension inverse maximale.*

3° Valeurs caractéristiques du redressement.

a) Valeur maximale du courant : elle est atteinte quand la tension u est maximale, $I_m = \frac{U_m - E}{R}$.

b) Valeur moyenne de la tension de charge : par définition,

$$U_{moy} = \frac{\int_{t_0}^{t_1}(u - E).dt}{T}$$

avec $u = U_m \sin \omega t$;

posons

$$A = \int_{t_0}^{t_1}(U_m \sin \omega t - E).dt$$

$$= \left[-\frac{U_m \cos \omega t}{\omega} - Et\right]_{t_0}^{t_1}$$

$$= -\frac{U_m}{\omega}(\cos \omega t_1 - \cos \omega t_0) - E(t_1 - t_0)$$

or $t_1 = \frac{T}{2} - t_0$ et puisque ωt_1 et ωt_0

sont supplémentaires :

$$\cos \omega t_1 = -\cos \omega t_0$$

d'où

$$A = -\frac{U_m}{\omega}(-2\cos \omega t_0) - E\left(\frac{T}{2} - 2t_0\right)$$

soit, puisque

$$E = U_m \sin \omega t_0 \quad \text{et} \quad \tau = \frac{T}{2} - 2t_0$$

$$A = \frac{2U_m}{\omega} \cos \omega t_0 - \tau U_m \sin \omega t_0$$

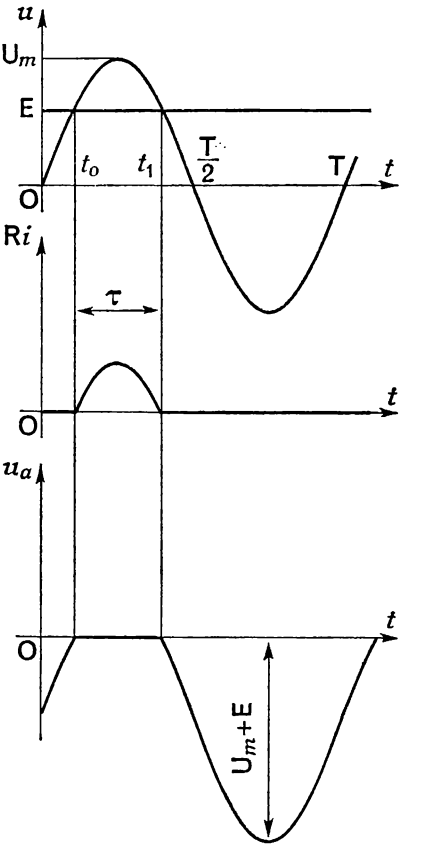


Fig. 63. — De haut en bas : *tension sinusoïdale (u); tension de la charge (Ri) et tension de la diode (u_a).*

$$U_{moy} = \frac{A}{T} = \frac{2U_m}{\omega T} \cos \omega t_0 - \frac{\tau}{T} U_m \sin \omega t_0 = U_m \left(\frac{\cos \omega t_0}{\pi} - \frac{\tau}{T} \sin \omega t_0\right)$$

$$\textbf{(12)} \qquad \boxed{U_{moy} = U_m \left(\frac{\cos \omega t_0}{\pi} - \frac{\tau}{T} \sin \omega t_0\right)}$$

c) Valeur moyenne du courant de charge : rappelons que c'est elle qui permet de calculer la quantité d'électricité fournie, par période $Q = TI_{moy}$,

$$I_{moy} = \frac{U_{moy}}{R} = \frac{U_m}{R}\left(\frac{\cos \omega t_0}{\pi} - \frac{\tau}{T} \sin \omega t_0\right)$$

d) *Valeur efficace du courant :* rappelons que c'est elle qui permet le calcul des pertes joules. Nous en donnons une valeur approchée sans démonstration,

$$I = I_m \sqrt{\frac{\tau}{2T}}$$

e) *Maximum de tension inverse supportée par la diode :* il est atteint quand $u = -U_m$ et l'on a,

$$U_{im} = U_m + E.$$

Ce maximum est donc supérieur à U_m et il ne faut pas l'oublier quand on choisit la diode.

4° **Redressement avec diode à gaz.** — Nous précisons uniquement les résultats essentiels.

a) Dans le calcul de U_{moy} la tension d'arc doit être ajoutée à E; on remplace donc dans la formule, E par $E + U_{arc}$.

b) Quand le courant est nul, il n'y a plus d'arc et le maximum de tension inverse est toujours $(U_m + E)$.

17. *Redressement monophasé avec pont de Graëtz.*

1° **Montage** — (fig. 64). — La batterie est en série avec la résistance R. Le sens de courant indiqué sur la figure correspond au pôle positif en B.

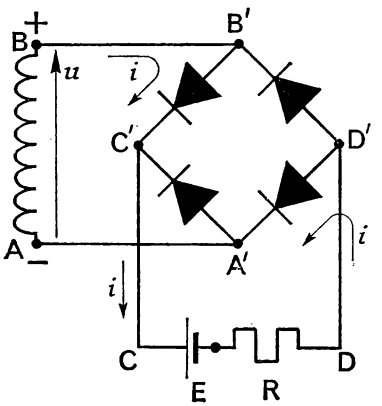


Fig. 64. — *Pont de Graëtz.*

2° **Analyse sommaire du fonctionnement.** — Quand la tension u est positive (⊕ en B), les diodes B'C' et D'A' sont passantes et les diodes D'B' et A'C' sont bloquées. La charge (f.c.é.m et résistance) est soumise à la tension u de la source. Le courant ne peut passer que si $u = U_m \sin \omega t > E$. Les instants t_0 d'ouverture et t_1 de fermeture correspondent encore à $U_m \sin \omega t = E$. Quand la tension u est négative (⊖ en B), les rôles des diodes sont permutés mais le débit se produit dans des conditions iden-

tiques entre les instants $\left(t_0 + \frac{T}{2}\right)$ et $\left(t_1 + \frac{T}{2}\right)$. Le courant dans la charge a la même allure pendant les deux demi-périodes (fig. 65)

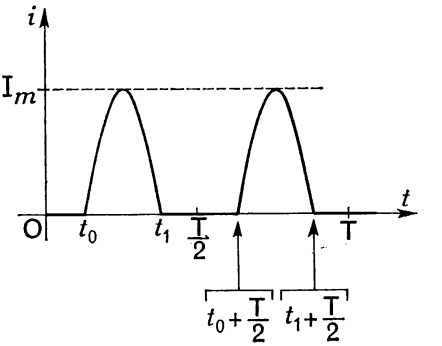


Fig. 65. — *Courant de charge.*

3° Valeurs caractéristiques du redressement. — Elles se déduisent facilement de celles que nous avons obtenues au paragraphe précédent.

a) Valeur maximale du courant : elle est inchangée (pour une même tension d'alimentation),

$$I_m = \frac{U_m - E}{R}.$$

b) Valeur moyenne de la tension de charge : elle est le double de celle obtenue en redressement monophasé monoalternance (remarque p. 6),

$$U_{moy} = 2U_m \left(\frac{\cos \omega t_0}{\pi} - \frac{\tau}{T} \sin \omega t_0\right).$$

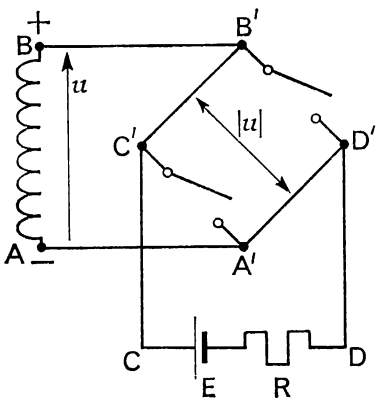


Fig. 66.
Tension inverse supportée par les diodes.

c) Valeur moyenne du courant :

$$I_{moy} = \frac{U_{moy}}{R}$$

d) Valeur efficace du courant : d'après la remarque de la page 11 il faut multiplier par $\sqrt{2}$ la valeur efficace obtenue en monoalternance :

$$I = I_m \sqrt{\frac{\tau}{T}}$$

e) Valeur de la tension inverse supportée par les diodes : quand le ⊕ est en B (fig. 66), les points B, B′ et C′ sont au même potentiel positif et les points A, A′ et D′ sont au même potentiel négatif; on voit que les diodes bloquées supportent uniquement la tension $|u|$ dont le maximum est U_m.

18. *Redressement monophasé bialternance avec transformateur à point milieu.*

1° Analyse du fonctionnement. — Le redressement porte sur les deux alternances mais on n'utilise, à chaque demi-période, que la moitié de la tension totale u délivrée par le secondaire du transformateur (fig. 67).

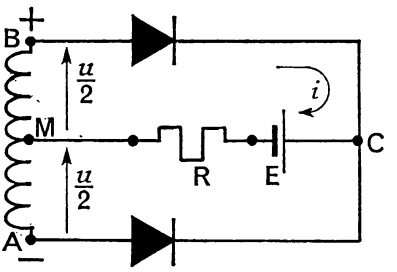


Fig. 67.

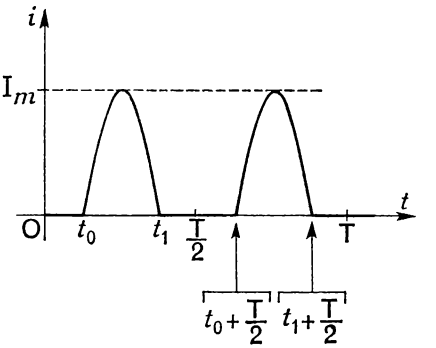


Fig. 68. — *Courant de charge.*

Pour chaque alternance, on se retrouve dans les conditions du redressement monoalternance mais avec un maximum de tension $U'_m = \frac{U^m}{2}$. **On peut également dire que l'on se trouve dans les conditions du pont de Graëtz mais toujours avec U'_m au lieu de U_m.**

L'allure du courant de charge (fig. 68) est donc identique à celle qui est donnée à la figure 65.

2° Valeurs caractéristiques du redressement. — Ce sont les mêmes que celles obtenues en pont de Graëtz mais avec U'_m au lieu de U_m.

a) Valeur maximale du courant :

$$I_m = \frac{U'_m - E}{R}$$

b) Valeurs moyennes :

tension : $U_{moy} = 2U'_m \left(\frac{\cos \omega t_0}{\pi} - \frac{\tau}{T} \sin \omega t_0\right) = U_m \left(\frac{\cos \omega t_0}{\pi} - \frac{\tau}{T} \sin \omega t_0\right)$

courant : $$I_{moy} = \frac{U_{moy}}{R}$$

c) Valeur efficace du courant :

$$I = I_m \sqrt{\frac{\tau}{T}}$$

d) Valeur de la tension inverse supportée par les diodes : quand le plus est en B (fig. 69), la diode 1 est un interrupteur fermé et le potentiel de C est égal à celui de B; la diode 2 supporte donc la tension $|u|$ et le maximum de tension inverse est

$$U_{im} = U_m$$

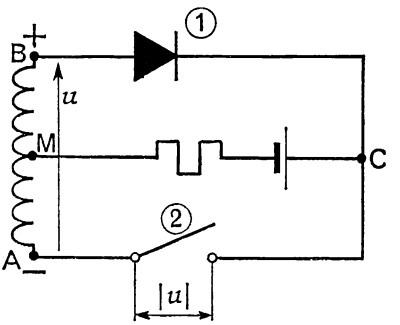


Fig. 69.
Tension inverse supportée par la diode 2.

EXERCICES

4. 01. — On recharge une batterie de f.é.m. E = 100 V avec une diode à jonction. Calculer l'angle d'ouverture pour les valeurs efficaces suivantes de la tension sinusoïdale d'alimentation (en volts) : 127; 100; 141,4; 220; 380.

[*Réponse pour 127 V :* $\alpha \approx 113^0$.]

4. 02. — Une résistance R = 5 Ω est en série avec la batterie de l'exercice précédent. Calculer la valeur maximale du courant pour chaque valeur de tension.

[*Réponse pour 127 V :* $I_m = 16$ A.]

4. 03. — Calculer la valeur moyenne du courant obtenu avec les données des deux exercices précédents.

[*Réponse pour 127 V :* $I_{moy} = 3{,}2$ A].

PROBLÈMES

I. AVEC SOLUTION.

4. 04. — On recharge une batterie de f.é.m E = 90 V avec une diode à jonction et un transformateur dont le secondaire délivre une tension sinusoïdale de valeur efficace 127 V. La résistance R à placer en série est choisie de façon à limiter la valeur maximale du courant à 30 A. Calculer :

1° La durée et l'angle d'ouverture.

2° La valeur de R.
3° Le courant moyen.
4° La tension inverse maximale supportée par une diode.

— SOLUTION —

1° L'ouverture et la fermeture se produisent quand $U_m \sin \omega t = E$, soit

$$\sin \omega t_0 = \sin \omega t_1 = \frac{E}{U_m}$$

$$U_m = 127\sqrt{2} = 180 \text{ V} \qquad \sin \omega t_0 = \sin \omega t_1 = \frac{90}{180} = 0{,}5$$

$$\omega t_0 = \frac{\pi}{6} = 30° \qquad \omega t_1 = 150° \qquad \alpha = 120° \qquad \cos \omega t_0 = \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$t_0 = \frac{T}{12} \qquad t_1 = \frac{5T}{12} \qquad \tau = \frac{4T}{12} = \frac{T}{3}$$

$$2° \; I_m = \frac{U_m - E}{R} \Rightarrow R = \frac{U_m - E}{I_m} = \frac{180 - 90}{30} = 3\,\Omega.$$

$$3° \; U_{moy} = U_m \left(\frac{\cos \omega t_0}{\pi} - \frac{\tau}{T} \sin \omega t_0 \right) = 180 \left(\frac{0{,}866}{3{,}14} - \frac{0{,}500}{3} \right)$$

$$= 180\,(0{,}276 - 0{,}167) = 19{,}6 \text{ V}$$

$$I_{moy} = \frac{19{,}6}{3} = 6{,}53 \text{ A}.$$

$$4° \; U_{im} = 180 + 90 = 270 \text{ V}.$$

II. A RÉSOUDRE.

4. 05. — On recharge une batterie dont la f.é.m est 269 V à l'aide d'un transformateur délivrant au secondaire une tension efficace de 220 V (50 Hertz) et d'un pont de Graëtz constitué de diodes à jonction.

1° Calculer la durée et l'angle d'ouverture.

2° Déterminer la résistance R à placer en série avec la batterie pour que cette dernière, dont la capacité est 90 Ah, soit rechargée en 10 h.

3° Déterminer les caractéristiques des diodes à utiliser en adoptant les marges de sécurité suivantes : 50 % sur le courant maximal et 100 % sur la tension inverse maximale.

4. 06. — On désire fabriquer un redresseur monoalternance pouvant recharger 5 batteries d'automobile montées en série et ayant chacune une f.é.m de 12 V. La tension efficace du secteur est 220 V. Déterminer le rapport des nombres de spires du transformateur d'alimentation et la résistance R à placer en série avec les batteries sachant que la diode utilisée admet une tension inverse de pointe (V_{ip}) de 300 V et tolère une pointe de courant de 45 A. On admettra que, pour éviter la détérioration de la diode, on réserve une marge de sécurité 50 % sur les valeurs (courant maximal et tension inverse maximale) auxquelles elle sera réllement soumise. Calculer le courant moyen de charge et la durée de celle-ci, si la capacité des batteries est de 110 Ah.

5

FILTRAGE

19. *Charge d'un condensateur avec un courant unidirectionnel.*

1° **Expérience** (fig. 70). — Une tension sinusoïdale $u = 127\sqrt{2} \sin \omega t$ est appliquée à un circuit comprenant une diode à jonction en série avec un condensateur. Pendant un temps très court, inférieur à une seconde, l'ampèremètre décèle un courant qui diminue puis s'annule définitivement. Le voltmètre magnétoélectrique (dont le commutateur est sur la position « continu ») dévie au contraire de plus en plus puis s'arrête

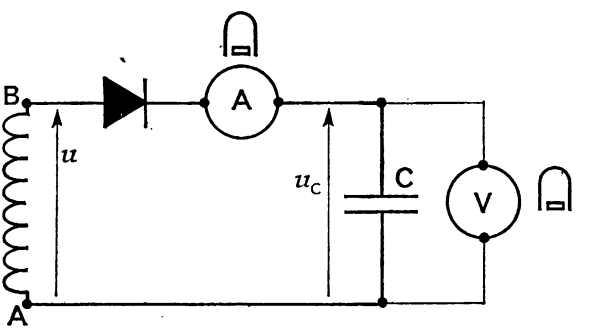


Fig. 70. — *Le condensateur se charge sous la tension maximale* U_m.

sur l'indication 180 V $\approx 127\sqrt{2}$; le condensateur s'est donc chargé sous la tension maximale U_m de la source.

On appelle « régime transitoire », l'ensemble des phénomènes qui se produisent pendant la charge. Quand celle-ci est terminée, le régime est dit « permanent ».

2° **Analyse du régime transitoire.** — Pendant la première alternance positive, le condensateur se charge jusqu'à la tension $u_C = U_1$. Cette charge s'achève quand la tension appliquée u devient inférieure à U_1 (fig. 71). Ensuite, pendant la fin de l'alternance positive et, *a fortiori*,

pendant l'alternance négative, on a $u < U_1$, la diode ne conduit plus (fig. 72) et le circuit étant ouvert, le condensateur ne peut se décharger; sa tension U_1 reste invariable. Pendant la seconde alternance positive, dès

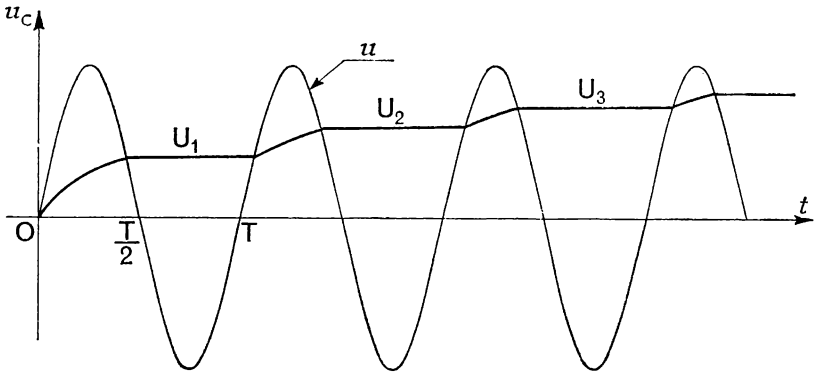


Fig. 71. — *Charge du condensateur pendant le régime transitoire.*

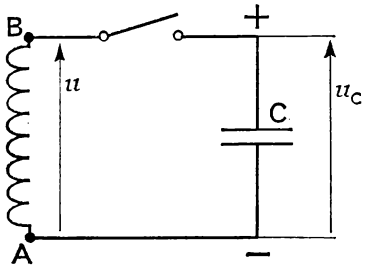


Fig. 72. — *Le condensateur conserve sa charge quand la diode ne conduit pas.*

que $u > U_1$ (fig. 71), le condensateur se recharge jusqu'à la tension U_2 et conserve cette charge quand la tension u (positive ou négative) est inférieure à U_2. Ensuite, le condensateur continuera à se charger pendant la fraction d'alternance positive où u est supérieure à u_0 et cette tension u_0 finira par atteindre la valeur maximale U_m de la tension appliquée (valeur de crête).

3° **Régime permanent.** — *a*) La tension de crête $u_0 = U_m$ étant atteinte, calculons la tension u_a qui existe entre les bornes de la diode. A chaque instant, nous avons $u = u_a + u_0$ soit $u_a = u - u_0 = u - U_m$ Le maximum de u étant U_m, la tension u_a ne peut devenir positive : $u_a \leqslant 0$ et, que la tension appliquée u soit positive ou négative, **la diode reste bloquée et le condensateur ne peut se décharger.**

b) *Tension maximale inverse supportée par la diode* : elle est atteinte quand $u = -U_m$ et vaut $u_a = -2U_m$ soit en valeur absolue $U_{im} = 2U_m$. Nous pouvons facilement le vérifier en plaçant un oscillographe entre es bornes de la diode.

c) La figure 73 donne l'allure des tensions : u (alternative), u_C (condensateur) et u_a (diode).

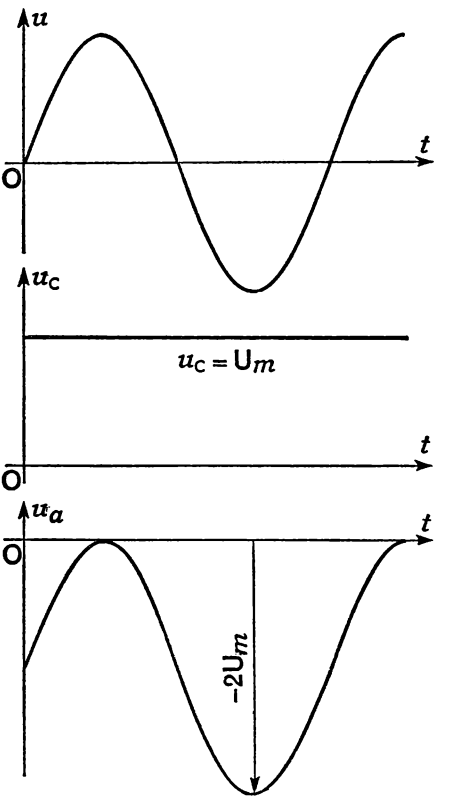


Fig. 73. — De haut en bas : *tension sinusoïdale (u), tension du condensateur* (u_C) *et tension de la diode* (u_a).

20. *Filtrage par condensateur.*

1° Rappelons qu'un courant ondulé est la somme d'un courant continu (constant) et d'un courant alternatif de valeur moyenne nulle. Si entre les bornes de la résistance de charge d'un montage redresseur monoalternance nous plaçons un condensateur :

— la composante continue du courant redressé ne pourra traverser le condensateur et continuera à passer dans la résistance.

— la composante alternative se partagera entre la résistance et le condensateur.

2° **Expérience.** — Une source de tension sinusoïdale

$$u = 127\sqrt{2}\sin\omega t$$

de fréquence 50 Hz ($\omega = 100\,\pi$) alimente, à travers une diode, un système comportant une résistance R en parallèle avec un condensateur de capacité C variable. Un ampèremètre ferromagnétique mesure l'intensité efficace du courant I_C qui traverse le condensateur et un ampèremètre magnétoélectrique à courant continu mesure le courant moyen I_R qui traverse la résistance. La tension moyenne entre les bornes de R sera calculée : $U_{moy} = RI_R$. Pour connaître la valeur efficace U_a de l'ondulation de tension qui subsiste, malgré le filtrage, on place entre les bornes de la résistance un voltmètre ferromagnétique en série avec un condensateur C′ de forte capacité qui élimine la tension continue U_{moy} (fig. 74). De plus, C′ étant grand, $\frac{1}{C'\omega}$ est petit et négligeable devant la résis-

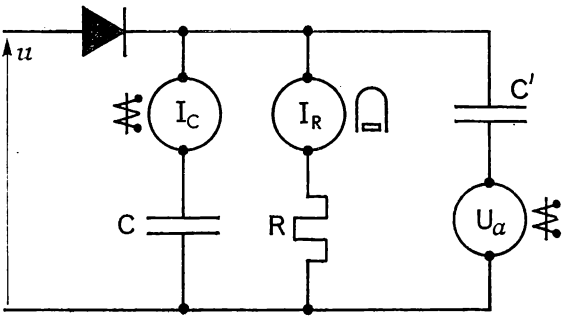


Fig. 74. — *Filtrage par condensateur.*

tance interne v du voltmètre, toute la tension alternative est donc pratiquement appliquée à ce dernier.

Exemple :

$C' = 64\ \mu F$ et $v = 30\,000\ \Omega$ (1 000 Ω/V, calibre 30 V).

on a bien $\dfrac{1}{C'\omega} = 50\ \Omega \ll v = 30\,000\ \Omega$

L'expérience a été effectuée avec une diode à jonction, une résistance de $2\,k\Omega$ et des condensateurs dont les capacités variaient de 0,47 à 82 μF.

3° Tableau des mesures.

U_a = valeur efficace de la tension ondulée et $\Omega = 100 \times \dfrac{U_a}{U_{moy}}$.

C (μF)	I_C (mA)	I_R (mA)	U_{moy}(V)	U_a(V)	Ω(%)
0	0	28	56	68,5	122
0,47	12	29	58	68	117
1	22	30	60	65,5	109
2	40	36	72	60,5	84
4	74	48	96	46,5	48,5
8	108	62	124	29,5	24
16	127	71	142	20,5	14,5
32	148	78	156	11,5	7,2
48	155	81	162	8,2	5
82	160	82	164	7	4,3

4° **Analyse des résultats.** — *a*) *Mesures :* quand la capacité augmente,

— le courant moyen et la tension moyenne aux bornes de la résistance augmentent,

— la valeur efficace de la tension ondulée et le taux d'ondulation Ω diminuent,

— le courant qui traverse le condensateur augmente.

b) *Courbes :* les photographies de la figure 75 donnent, en fonction du temps, le graphe de la tension qui existe entre les bornes de la résistance pour : 0; 0,47; 2; 8; 32 et 48 μF. Quand la capacité augmente, cette

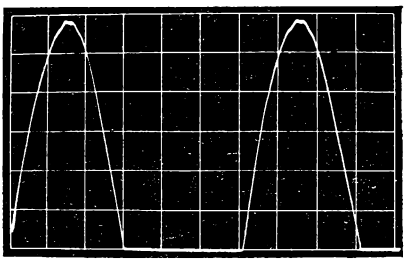


Fig. 75 *a* (*0* μ*F*).

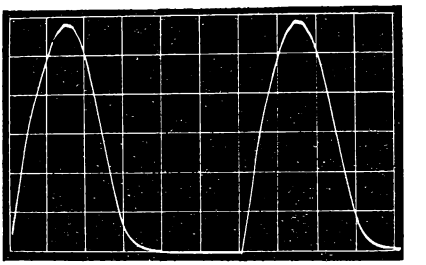


Fig. 75 *b* (*0,47* μ*F*).

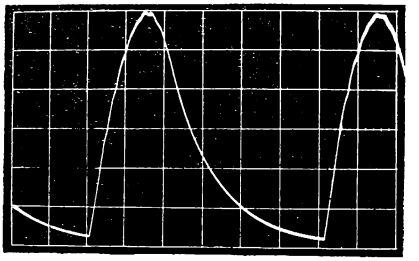


Fig. 75 *c* (*2* μ*F*).

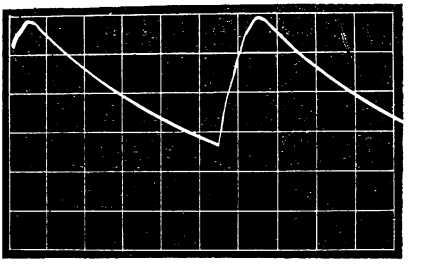


Fig. 75 *d* (*8* μ*F*).

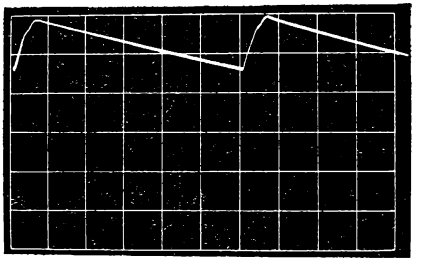


Fig. 75 e (*32* μ*F*).

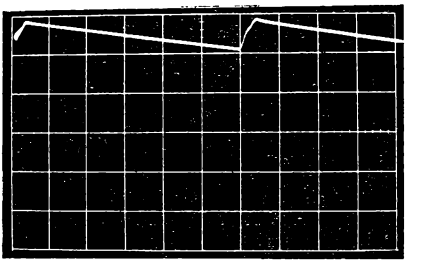


Fig. 75 *f* (*48* μ*F*)

tension subsiste pendant une partie de l'alternance négative, (75 *b*), puis ne s'annule plus (75 *c*); son minimum augmente (75 *d* et *e*) et, pour finir, la tension devient presque continue lorsque la valeur de C est suffisamment importante (75 *f*).

5° **Étude des phénomènes.** — *a*) Pendant les alternances positives, lorsque $u > u_C$, le condensateur qui est en parallèle avec la résistance se charge (fig. 76). Pendant les alternances négatives et pendant les alternances positives tant que $u < u_C$, la diode est un interrupteur ouvert et le condensateur se décharge, au moins partiellement, à travers R (fig. 77).

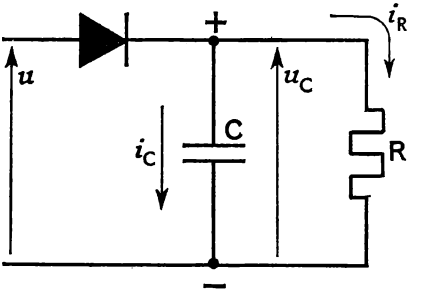


Fig. 76. — *Le condensateur se charge quand la diode est passante.*

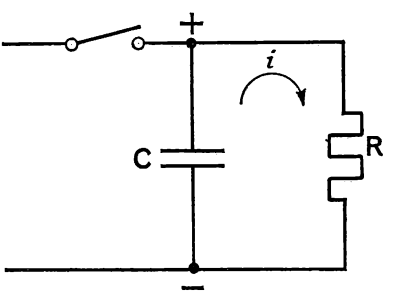


Fig. 77. — *Quand la diode est bloquée le condensateur se décharge à travers la résistance.*

b) *Influence de la valeur de la capacité :*

— si la capacité est grande, 32μF par exemple (fig. 75 *e* et 78 *a*), le condensateur se décharge peu pendant les intervalles de temps où la diode est bloquée;

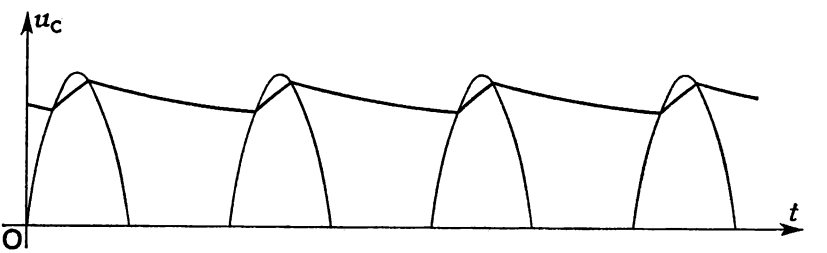


Fig. 78 *a*

— si la capacité est petite, 2 μF par exemple (fig. 75 *c* et 78 *b*), le condensateur se décharge beaucoup quand la diode est bloquée; il peut

même être complètement déchargé au début de l'alternance positive qui suit (pour 0,47 μF, fig. 75 *b*).

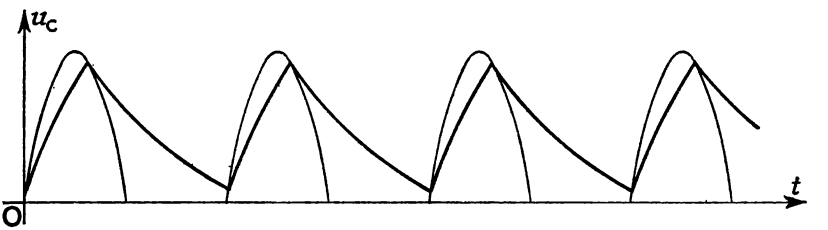


Fig. 78*b*.

c) L'ondulation résiduelle qui traverse R ne dépend pas seulement de la valeur de C mais aussi de celles de la résistance R et de la période T (ou de ω) de la tension d'alimentation. En effet, la composante alternative s'écoulera d'autant plus complètement à travers le condensateur que celui-ci aura une impédance plus petite devant R :

$$\frac{1}{C\omega} \ll R \iff RC\omega \gg 1$$

ou encore

$$RC \gg \frac{1}{\omega} = \frac{T}{2\pi}$$

Le produit RC est la constante de temps du circuit de décharge et s'exprime en secondes [1].

La décharge du condensateur, pendant l'intervalle de temps où la diode est bloquée, est d'autant plus petite que la constante de temps est plus grande.

d) *Vérification de l'influence de C* (tableau p. 66)*:*

$$T = \frac{1}{50} = 20 \text{ ms} \qquad \frac{T}{2\pi} \approx 3{,}2 \text{ ms.}$$

— Avec C = 2 μF, la constante de temps $RC = 2.10^{-6} \times 2.10^{3} = 4$ms est à peine supérieure à $\frac{T}{2\pi} \approx 3{,}2$ ms et l'ondulation $\Omega = 84$ % est importante.

— Avec C = 32 μF, $RC = 32.10^{-6} \times 2.10^{3} = 64$ ms soit environ 20 fois $\frac{T}{2\pi}$ et l'ondulation est réduite à 7,2 %.

(1) Courant continu, 1re F, par J. NIARD, MASSON et Cie éditeurs.

e) *Vérification de l'influence de R* : effectuons les mêmes mesures qu'au 2° mais avec une résistance de 4 kΩ et rapprochons les résultats d'un extrait du tableau de la page 66.

R = 4 *k*Ω			
C(μF)	U_{moy}(V)	U_a(V)	Ω(%)
2	96	48	50
16	162	12	7,4

R = 2 *k*Ω (tableau page 66)			
C(μF)	U_{moy}(V)	U_a(V)	Ω(%)
4	96	46,5	48,5
32	156	11,5	7,2

On voit que l'on obtient sensiblement les mêmes résultats,

— d'une part pour (2 μF; 4 kΩ) et (4 μF; 2 kΩ), soit :

$2.10^{-6} \times 4.10^{3} = 8$ millisecondes $= 4.10^{-6} \times 2.10^{3}$

— d'autre part pour (16 μF; 4 kΩ) et (32 μF; 2 kΩ), soit :

$16.10^{-6} \times 4.10^{3} = 64$ millisecondes $= 32.10^{-6} \times 2.10^{3}$

Quand ω est donné, c'est donc bien de RC et non seulement de C que dépend l'ondulation. Pour RC = 64 ms, environ 20 fois $T/2\pi$, le taux d'ondulation est inférieur à 10 %.

6° **Conclusions.** — *a*) **Un condensateur de filtrage augmente la valeur moyenne de la tension redressée et diminue le taux d'ondulation.**

b) **Les effets ci-dessus sont d'autant plus marqués que le produit RCω est plus grand.**

c) La tension inverse maximale aux bornes de la diode est supérieure à U_m (valeur qu'elle atteindrait sans condensateur) et **légèrement inférieure à $2U_m$** (valeur qu'elle atteindrait avec un condensateur seul).

21. *Filtrage avec inductance et condensateur.*

1° Expérience. — Nous appliquons une tension sinusoïdale $u = 127\sqrt{2}\sin\omega t$ au montage de la figure 79. L'ensemble formé par

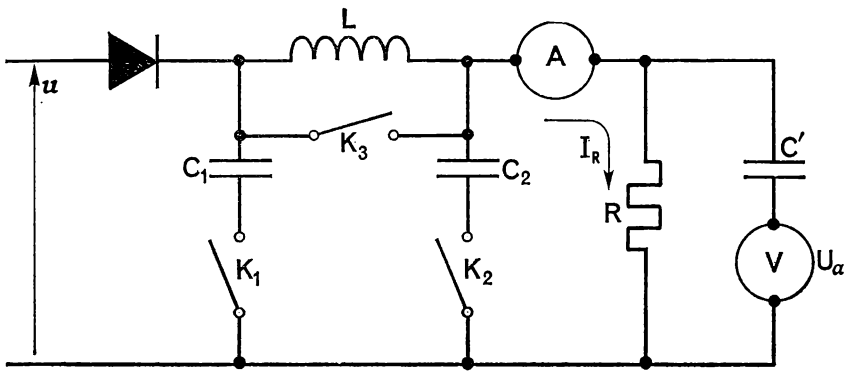


Fig. 79. — *Filtrage par cellule en π.*

l'inductance et les deux condensateurs C_1 et C_2 est un filtre en π [1]. Les interrupteurs K_1, K_2 et K_3 permettent la mise en service des trois éléments du filtre :

Éléments en service	K_1	K_2	K_3
C_1 seul	fermé	ouvert	fermé
C_1 et C_2	fermé	fermé	fermé
C_1 et L	fermé	ouvert	ouvert
C_1, L et C_2	fermé	fermé	ouvert

(1) Ainsi nommé parce que la disposition des éléments rappelle la lettre π.

2° **Résultats des mesures.** — Les relevés ont été effectués pour $R = 2\ k\Omega$; $C_1 = C_2 = 32\ \mu F$; $L = 12$ H.

La tension U_{moy} est calculée :

$$U_{moy} = RI_R.$$

ÉLÉMENTS EN SERVICE	I_R(mA)	U_{moy}(V)	U_a(V)	Ω(%)
C_1 seul	78	156	11,5	7,2
C_1 et C_2	81	162	8,2	5
C_1 et L	76	152	3	2
C_1, L et C_2	76	152	0,3	0,2

3° **Courbes.** — Les photographies du graphe de la tension instantanée entre les bornes de R sont données fig. 80. On voit que cette tension

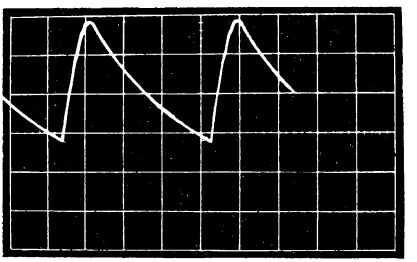


Fig. 80 *a*. — C_1 *seul*.

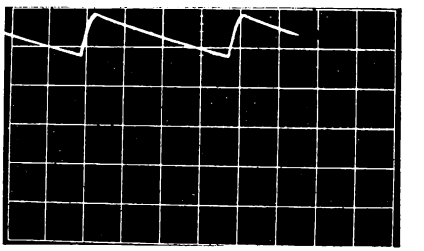


Fig. 80 *b*. — C_1 et C_2.

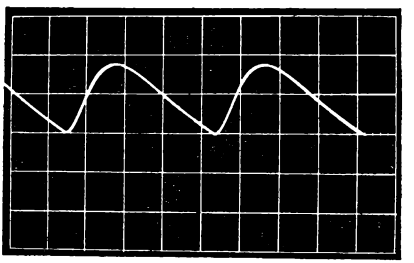


Fig. 80 *c*. — C_1 et L.

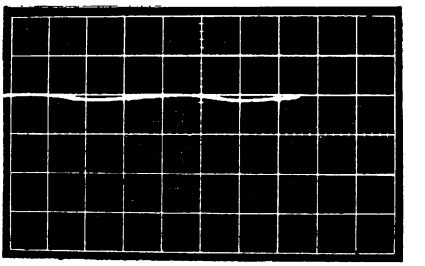


Fig. 80 *d*. — C_1, L et C_2.

peut être considérée comme continue lorsque le filtre complet est en service.

4° **Étude des résultats.** — Quand on passe du condensateur seul à la cellule de filtrage complète, le taux d'ondulation est divisé par 36. La légère chute de tension moyenne (de 156 V à 152 V) est due à la résistance de la bobine L.

5° **Justification sommaire des résultats.** — *a*) La bobine L présente pour le courant alternatif de fréquence 50 Hz, une impédance $X = L\omega = 12 \times 100\,\pi = 3\,750\ \Omega$ alors que pour le courant continu son impédance se réduit à sa résistance soit 200 Ω environ. On s'explique facilement que la présence en série de cette bobine réduise proportionnellement plus la composante alternative que la composante continue.

b) Les condensateurs placés en parallèle ont une faible impédance pour le courant alternatif : $\frac{1}{C\omega} = \frac{10^6}{32 \times 100\,\pi} \approx 100\ \Omega$ et sont équivalents à une coupure pour le continu. Ils court-circuitent donc la composante alternative du courant redressé.

c) L'ensemble « inductance-condensateurs » constitue un filtre PASSE-BAS, il laisse passer les courants de fréquence faible (ou basse) et élimine les courants de fréquence élevée (ou haute). Un filtre passe-bas doit être constitué d'éléments en série d'impédance proportionnelle à ω et d'éléments en parallèle d'impédance inversement proportion-

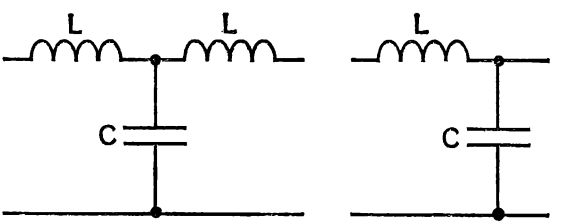


Fig. 81. — *Filtres passe-bas en T et en L.*

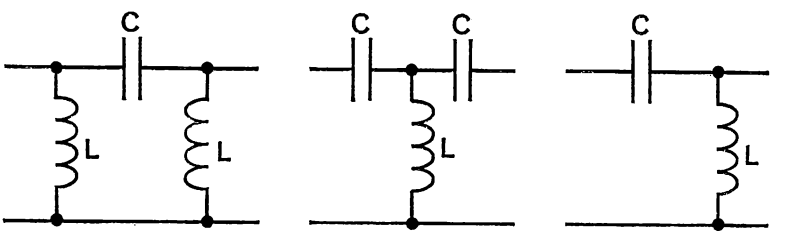


Fig. 82. — *Filtres passe-haut en π, en T et en L.*

nelle à ω. Les filtres en T et en L de la figure 81 sont également des filtres passe-bas. Les filtres de la figure 82 sont au contraire des filtres PASSE-HAUT, par rapport aux filtres passe-bas, les éléments L et C sont permutés.

d) Un filtre est caractérisé par sa fréquence de coupure f_0. Un filtre passe-bas laisse passer les courants de fréquence inférieure à f_0 et, théoriquement, élimine les courants de fréquence supérieure. Pour un filtre symétrique en π on a [1]

$$f_0 = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}}$$

où C est la valeur commune aux deux condensateurs. Calculons f_0 pour le filtre utilisé dans nos mesures :

$$f_0 = \frac{1}{\pi \sqrt{12 \times 32.10^{-6}}} \approx 16 \text{ Hz.}$$

Cette valeur est largement inférieure à 50 Hz, elle explique l'efficacité de notre filtre.

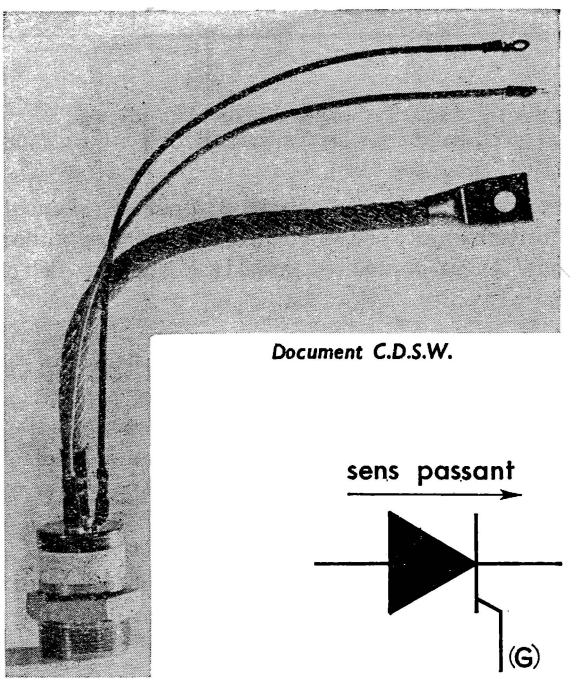
(1) Sans charge.

6

THYRISTOR

22. *Description.*

1° Le thyristor ou redresseur contrôlé a le même aspect qu'une diode au silicium (fig. 83) et n'en diffère extérieurement que par une ou deux connexions supplémentaires. Son symbole (fig. 84) est également très proche de celui d'un redresseur simple.



Document C.D.S.W.

Fig. 83. — *Thyristor.*

Fig. 84. — *Symbole.*

2° **Constitution.** — Le thyristor est formé de quatre couches superposées de semi-conducteur dopé alternativement P et N : P — N — P — N (fig. 85). De gauche à droite on trouve :

— la couche P extérieure appelée anode A;

— la couche N intérieure ou couche de blocage C;
— la couche P intérieure appelée grille G ou porte ou gachette [1].
— la couche N extérieure appelée cathode K.

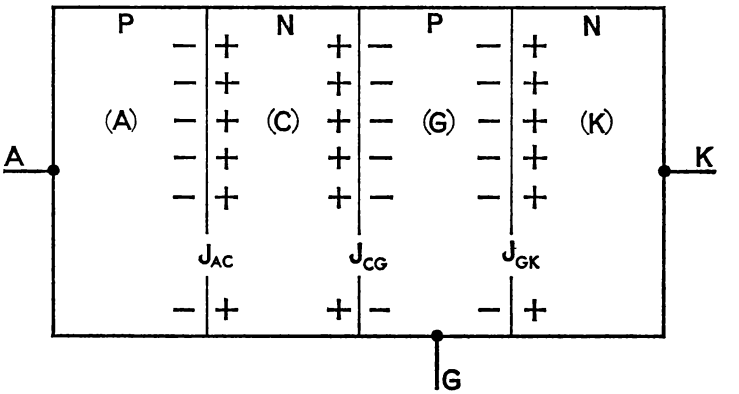


Fig. 85. — *Les quatre couches d'un thyristor.*
(Sont seules représentées, les charges liées se trouvant de part et d'autre des jonctions.)

Rappelons qu'un semi-conducteur P possède beaucoup de trous (porteurs majoritaires) et peu d'électrons (porteurs minoritaires). Un semi-conducteur N, au contraire, possède beaucoup d'électrons et peu de trous.

3° **Constitution des couches.**
— la couche de cathode est mince et très dopée;
— la couche de grille est mince et moyennement dopée;
— la couche de blocage est épaisse et faiblement dopée;
— la couche d'anode est moyennement épaisse et moyennement dopée.

4° **Jonctions.** — En traversant le thyristor de A vers K on rencontre dans l'ordre 3 jonctions PN, NP, PN, que nous noterons :
— J_{AC} entre la couche d'anode et la couche de blocage;
— J_{CG} entre la couche de blocage et la couche de grille;
— J_{GK} entre la couche de grille et la couche de cathode.
En première approximation le thyristor est donc équivalent à trois

(1) En anglais « gate » = porte = grille.

diodes dont l'une, celle du milieu, est en opposition avec les deux autres (fig. 86).

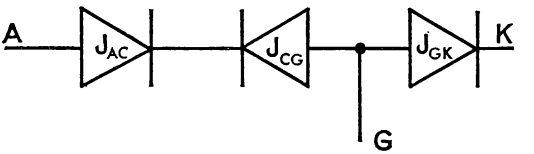


Fig. 86. — *Les trois diodes.*

23. *Action d'une tension continue directe.*

Toutes les valeurs numériques qui suivront ont été relevées sur un thyristor type 202 S (fabrication CDSW) de caractéristiques 10A, 800 V.

1° **Définition.** — La tension appliquée au thyristor est appelée directe si l'anode est positive et la cathode négative (fig. 87).

Nous supposons en outre que la grille est reliée à la cathode :

$$V_G - V_K = 0.$$

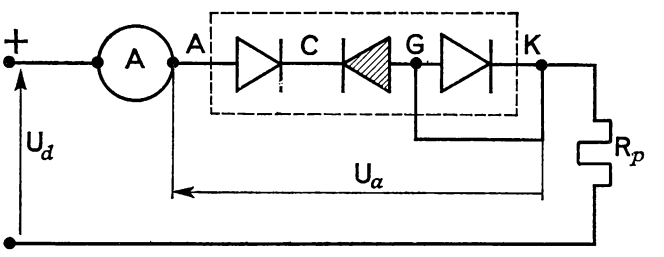


Fig. 87. — *Action d'une tension directe.*

Dans ces conditions la jonction J_{AC} est passante mais la jonction J_{CG} est non passante (J_{GK} est court-circuitée).

2° **Courant de fuite.** — Si l'on applique dans les conditions ci-dessus une tension directe U_d modérée (quelques centaines de volts), le courant reste faible : $< 0{,}1$ mA. Ce courant est le courant inverse de la jonction J_{CG} du milieu. Le thyristor reste à l'état bloqué grâce à cette diode. Sa résistance est élevée : supérieure à 1MΩ.

3° **Amorçage.** — Si l'on augmente la tension directe, la jonction J_{CG} « claque » pour une valeur critique U_{am} (Nous avons obenu 1 340 V). La tension entre A et K s'effondre à 1 V environ et la résistance du thyristor n'est plus que de l'ordre de centième d'ohm $\left(\frac{1}{100}\ \Omega\right)$: **le thyristor s'est amorcé;** la tension U_{am} est la tension d'amorçage pour $I_g = 0$. Après l'amorçage le courant n'est plus limité que par la résistance de protection R_p. La caractéristique $I_a = f(U_a)$ est tracée figure 88 (pour $U_{am} = 200$ V).

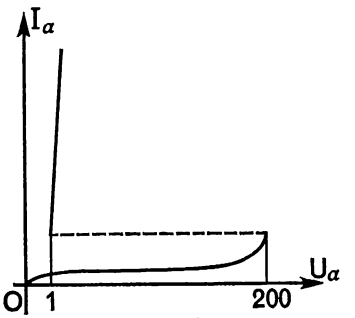


Fig. 88.
Caractéristique d'amorçage.

4° **Désamorçage.** — Si l'on diminue la tension appliquée U_d, le thyristor reste amorcé tant que le courant est supérieur à la **valeur d'entretien I_H,** environ 30 mA, ensuite il se désamorce et retourne à **l'état bloqué** : pour le réamorcer il faut que U_d atteigne à nouveau la valeur U_{am}.

Noter que la jonction J_{CG} n'est pas détruite par le claquage, elle disparaît à l'amorçage et se reconstitue au désamorçage.

5° Justification physique simplifiée des phénomènes.

a) Amorçage. — Puisque les jonctions J_{AC} et J_{GK} sont passantes, la tension U_d est intégralement appliquée entre les couches de blocage (C) et de grille (G) (revoir fig. 85); elle produit à travers la jonction J_{CG} un champ électrique intense $\vec{E}$ (fig. 89). Ce champ accélère les porteurs minoritaires

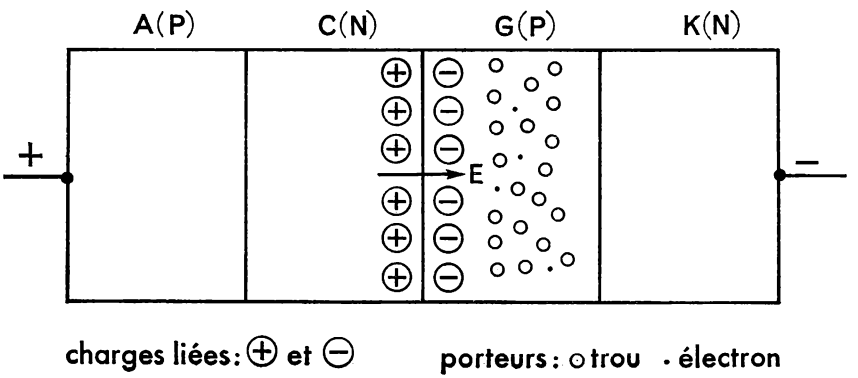


Fig. 89. — *Les porteurs minoritaires (électrons) de G sont accélérés par le champ E.*

(électrons) de la couche de grille et l'accélération de ceux-ci est suffisante (quand $U_a = U_{am}$) pour produire une ionisation cumulative des atomes de semi-conducteur et déclencher l'amorçage. La tension de J_{co} s'effondre et la jonction reste passante tant que le courant est suffisant.

b) Désamorçage. — Si l'on supprime U_d, il y a recombinaison des électrons et des ions positifs (désionisation) le courant s'annule et la jonction se reconstitue.

6° **Conclusion.** — Sous l'action d'une tension directe le thyristor présente deux états stables, il est :

— **soit bloqué** : le thyristor est alors équivalent à un interrupteur ouvert;

— **soit conducteur** (ou amorcé) : le thyristor est équivalent à un interrupteur fermé.

Le passage de l'état bloqué à l'état conducteur est appelé **amorçage.**

Le passage de l'état conducteur à l'état bloqué est appelé **blocage** (fig. 90).

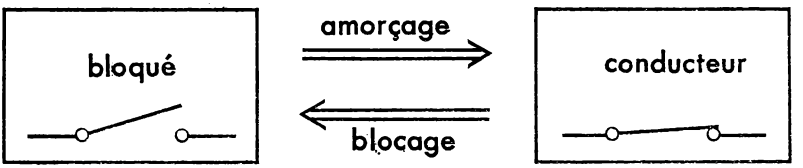


Fig. 90.

24. *Action d'une tension continue inverse.*

1° **Définition.** — La tension U_i appliquée au thyristor est dite inverse si la cathode est positive et l'anode négative (fig. 91).

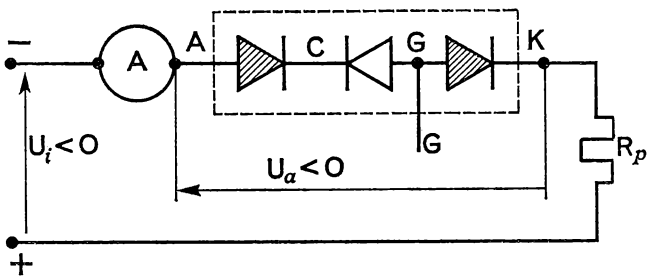


Fig. 91. — *Action d'une tension inverse.*

La grille n'est reliée à aucune électrode.

Dans ces conditions la jonction J_{CG} est passante mais les deux jonctions J_{AG} et J_{GK} sont non passantes.

2° Courant de fuite. — Si l'on applique une tension U_i inférieure à la tension inverse maximale admissible (800 V) le courant reste faible : inférieur à 0,1 mA. Ce courant est le courant inverse de la meilleure des deux jonctions polarisées en inverse, c'est-à-dire de J_{AG}. Si l'on augmente U_i, le claquage se produit pour une tension du même ordre de grandeur que dans le sens direct mais la tension entre les bornes A et K ne s'effondre pas; le passage d'un courant inverse excessif produirait la destruction du thyristor. La caractéristique inverse a été reproduite à côté de la caractéristique directe (fig. 92).

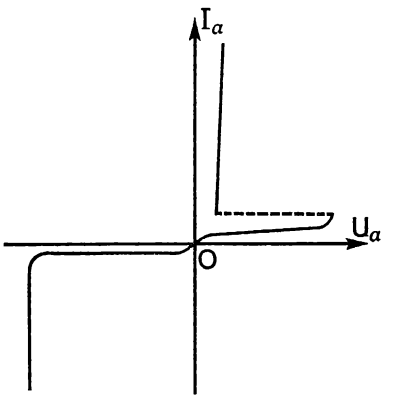


Fig. 92.
Caractéristiques directe et inverse.

Le thyristor reste donc bloqué quelle que soit la tension inverse ou est détruit si celle-ci devient excessive, mais

le thyristor ne s'amorce jamais comme il le ferait avec une tension directe.

25. *Action d'une tension alternative.*

La grille étant reliée à la cathode ($I_g = 0$), appliquons une tension $u = U_m \sin \omega t$, de valeur maximale U_m au thyristor en série avec une résistance de protection (fig. 93).

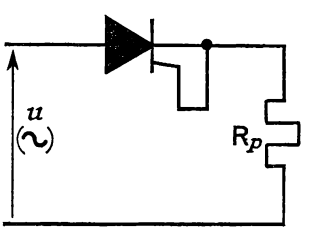


Fig. 93.

a) Si $U_m < U_{am}$: le thyristor reste bloqué dans les deux sens (fig. 94*a*).

b) Si $U_m > U_{am}$: il y a amorçage dans le sens direct quand la tension sinusoïdale atteint la valeur $u = U_{am}$, la tension tombe alors à 1 V environ et le thyristor reste amorcé tant que $i > I_H$, c'est-à-dire pratiquement jusqu'à la fin de l'alternance positive. Il se désamorce alors et reste bloqué pendant l'alternance négative (fig. 94*b*).

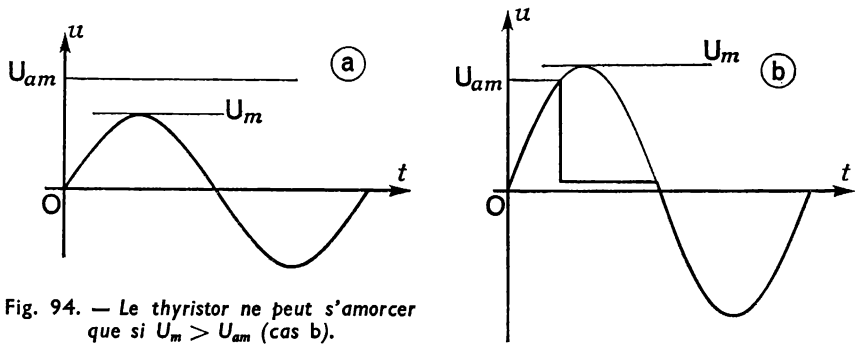


Fig. 94. — *Le thyristor ne peut s'amorcer que si $U_m > U_{am}$ (cas b).*

26. *Commande par le courant de grille en continu.*

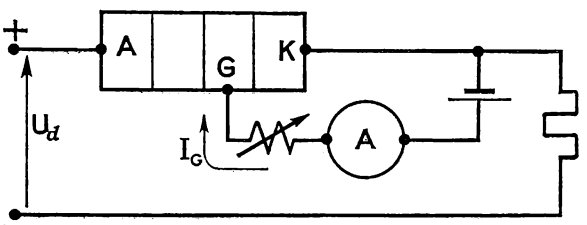


Fig. 95. — *Amorçage par courant de grille.*

1° Étude expérimentale. — Entre la grille et la cathode, insérons une source continue dont le pôle + est en G (fig. 95) et appliquons au thyristor une tension continue directe. Relevons les tensions U_a d'amorçage pour différentes valeurs de I_g; au fur et à mesure que I_g croît,

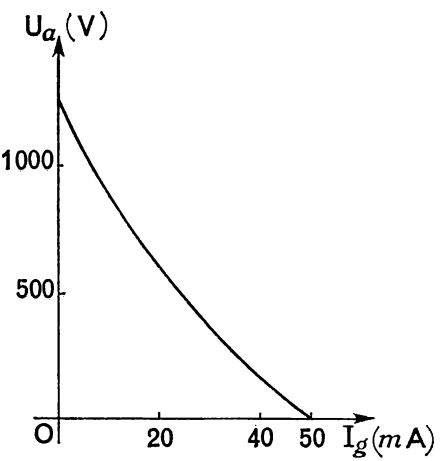


Fig. 96. — *Quand I_g augmente, l'amorçage se produit pour des valeurs de plus en plus faibles de U_a.*

l'amorçage se produit pour des tensions de plus en plus faibles. On peut tracer la courbe $U_a = f(I_g)$ (fig. 96). Pour un thyristor 202 S, on obtient approximativement [1] :

I_g (mA)	0	20	40	50
U_a (V)	1 340	600	150	2

Pour chaque valeur de I_g on peut tracer la courbe $I_a = f(U_a)$, on obtient ainsi un réseau de caractéristiques courant-tension du thyristor bloqué et une courbe unique pour le thyristor conducteur (fig. 97).

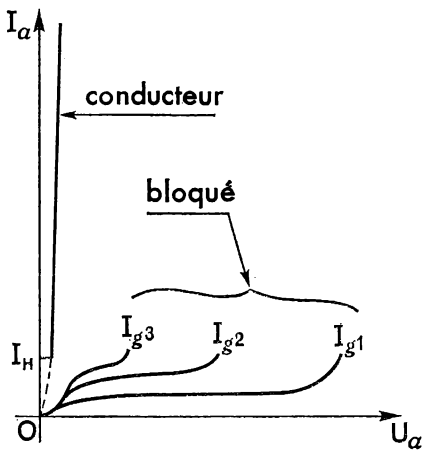


Fig. 97. — *Caractéristiques courant-tension* $I_{g3} > I_{g2} > I_{g1}$.

2° Justification physique simplifiée. — Le courant de grille (ou courant de commande) appelle des électrons de la couche de cathode vers la couche de grille, celle-ci étant mince, la plupart de ces électrons atteignent la jonction J_{CG} d'où ils sont projetés dans la couche de blocage grâce au champ $\vec{E}$ produit à travers J_{CG} par la tension directe U_d (fig. 98). Ces électrons produisent une ionisation cumulative des atomes et la jonction s'effondre comme au paragraphe 23.

Remarquons que l'amorçage se produisant pour une tension U_a plus petite que la tension U_{am} qui était nécessaire sans courant grille, le champ E est plus petit aussi : l'augmentation de I_g accroît dans la couche de grille le nombre de porteurs minoritaires (électrons) et l'amorçage peut se produire pour un champ (donc une accélération) plus petit : l'augmentation du nombre de porteurs compense la diminution de leur énergie individuelle.

(1) L'amorçage obtenu dans ces conditions n'est pas franc.

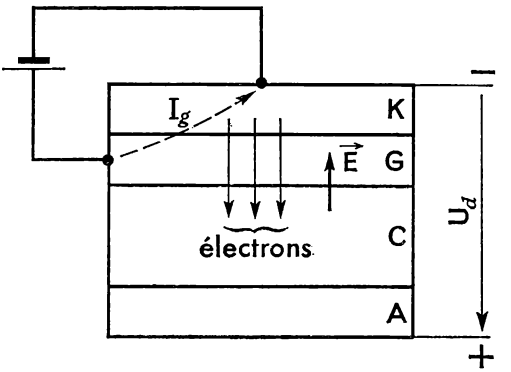


Fig. 98. — *Les électrons appelés par le courant I_g traversent la couche G et sont propulsés dans la couche de blocage par le champ $\vec{E}$ de la jonction J_{CG}.*

3° **Suppression de I_g.** — Si après amorçage on annule le courant de grille, le thyristor reste amorcé tant que le courant principal (entre A et K) est supérieur à I_H. On se retrouve en effet dans les conditions du paragraphe 23 : la jonction J_{CG} étant effondrée, le courant se maintient. Seule la diminution du courant jusqu'à la valeur I_H c'est-à-dire, pratiquement, la suppression de la tension U_d, peut ramener le thyristor à l'état bloqué. **Après amorçage, le courant I_g ne commande donc plus le thyristor.**

QUAND LE THYRISTOR EST AMORCÉ, LA GRILLE N'A PLUS D'INFLUENCE SUR SON COMPORTEMENT.

4° **Valeur de I_g produisant à coup sûr l'amorçage.** — C'est la valeur I_{gm} qu'il faut donner au courant de grille pour obtenir l'amorçage quelle que soit la valeur de la tension directe appliquée (1).

Ce courant dépend évidemment du type de thyristor utilisé mais, même à l'intérieur d'une série de thyristors identiques, il peut varier; c'est la raison pour laquelle le fabricant précise, pour un type donné, la valeur I_{gm} produisant à coup sûr l'amorçage. Tous les thyristors de la série s'amorceront donc pour cette valeur, certains d'entre eux pouvant s'amorcer pour une valeur plus faible. A cette valeur du courant correspond une valeur de tension grille-cathode. Remarquons que ces deux valeurs dépendent aussi de la température. Pour un thyristor de 100 A, par exemple, on a :

$$I_{gm} = 100 \text{ mA} \qquad \text{et} \qquad U_{gm} = 3 \text{ V}.$$

(1) Cette tension doit, toutefois, être supérieure à la chute de tension provoquée par le thyristor conducteur (2 V environ).

La puissance à fournir à la grille est donc P = 300 mW.
Pour notre thyristor (202 S) nous avons obtenu I_{gm} = 50 mA.

27. *Principe de l'utilisation en alternatif.*

1° **Une tension sinusoïdale** alimente le thyristor en série avec une charge (fig. 99). La tension

$$u = U\sqrt{2}\sin\omega t$$

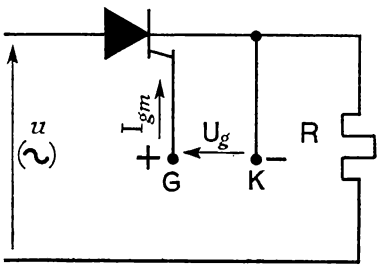


Fig. 99. — *Amorçage du thyristor par courant de grille.*

doit avoir une valeur maximale inférieure à la tension U_{am} d'amorçage sans courant de grille :

$$U_m = U\sqrt{2} < U_{am}.$$

Dans ces conditions, **en l'absence de courant grille, le thyristor reste à l'état bloqué.**

2° **Amorçage.** — Au cours d'une alternance positive, si pendant un court instant nous appliquons, entre la grille et la cathode (+ en G), une tension U_g telle que le courant grille atteigne, en un temps négligeable, la valeur I_{gm} définie au paragraphe précédent, le thyristor deviendra conducteur et ce quel que soit $u > 0$.

Selon l'instant t_0 où le courant grille est produit, l'amorçage pourra avoir lieu dans la partie ascendante de l'alternance (fig. 100) ou dans la partie descendante (fig. 101). La tension Ri qui existe entre les bornes de la charge R est, à chaque instant, égale à la différence entre la tension appliquée u et la tension u_a aux bornes du thyristor (fig. 100 et 101); le courant est donc nul tant que le thyristor est bloqué et pratiquement égal à $\frac{u}{R}$ quand le thyristor est amorcé.

En résumé :

Thyristor	**bloqué**	$u_a = u$	**et**	$i = 0$
	amorcé	$u_a \approx 0$	**et**	$i = \frac{u}{R}$

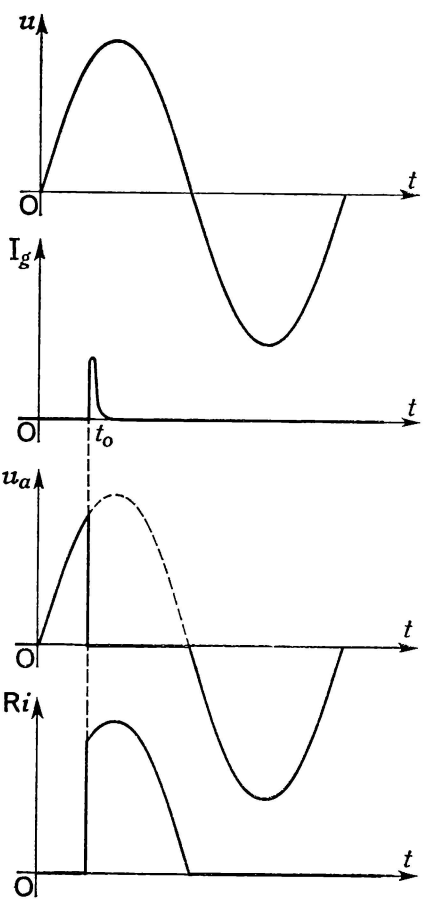


Fig. 100.

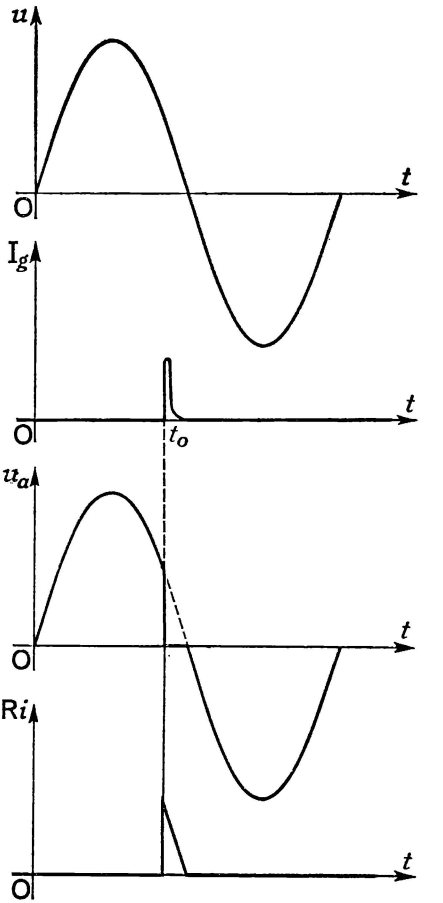
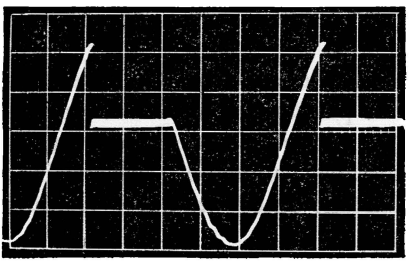
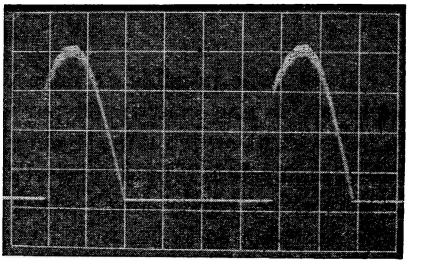


Fig. 101.

De haut en bas : *tension de la source* u ; *courant de grille* I_g ; *tension supportée par le thyristor* u_a ; *tension de la charge* Ri.





Visualisation à l'oscillographe de la tension entre les bornes du thyristor et de la tension entre celles de charge.

3° **En répétant l'opération à chaque période,** on aura entre les bornes de la charge une tension formée d'ondes identiques, donc périodique (fig. 102).

— Si l'instant t_0 est placé au début de la période, $t_0 = 0$, toute

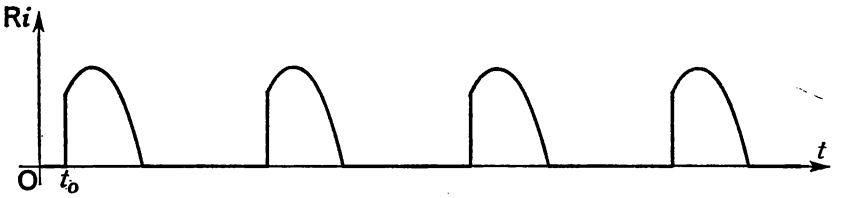


Fig. 102.

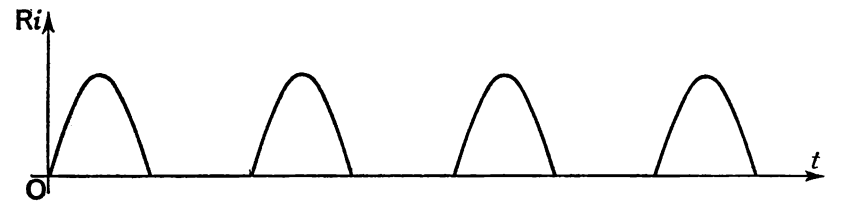


Fig. 103. — *Si $t_0 = 0$, la tension Ri est la même que pour un redressement monophasé monoalternance avec une diode simple.*

l'alternance positive est appliquée à la charge (fig. 103) et la valeur moyenne de la tension est la même que celle obtenue en redressement monophasé monoalternance avec une diode simple :

$$U_{moy} = \frac{U_m}{\pi}$$

— Si l'instant t_0 est situé à la fin de l'alternance positive, $t_0 = \frac{T}{2}$, il n'y a plus d'amorçage, la valeur moyenne de la tension est nulle.

— Pour t_0 compris entre 0 et $\frac{T}{2}$ on aura :

$$0 < U_{moy} < \frac{U_m}{\pi}$$

Il est donc possible de faire varier dans de larges limites la tension appliquée à une charge, et par suite la puissance qu'elle consomme, en ne mettant en jeu dans le circuit grille qu'une puissance relativement faible (moins de 1 W) par rapport à la puissance commandée (des dizaines de kW) et ce, par le simple choix de l'instant où est produit le courant grille de commande.

Le thyristor est un redresseur commandé, le courant de grille est le courant de commande.

4° **Durée d'ouverture.** — L'amorçage ayant lieu à l'instant t_0 et le blocage à la fin de l'alternance positive, la durée d'ouverture (durée pendant laquelle le thyristor est conducteur au cours d'une période) est :

$$\tau = \frac{T}{2} - t_0$$

L'angle d'ouverture est

$$\alpha = \omega\tau = \frac{\omega T}{2} - \omega t_0$$

soit en posant $\varphi = \omega t_0$ (angle de retard) et puisque $\omega T = 360^0$:

$$\alpha = 180^0 - \varphi$$

5° **Remarque.** — La tension grille-cathode doit être nulle, ou mieux négative, tant que l'amorçage n'est pas désiré et ce, même pendant les alternances négatives. Si cette condition n'était pas réalisée, le courant inverse augmenterait, il en résulterait une augmentation des pertes dans le thyristor et une élévation de sa température interne.

28. *Procédés de commande d'un thyristor.*

1° **Commande horizontale.** — On applique entre grille et cathode une tension sinusoïdale u_g de même fréquence que la tension u du circuit

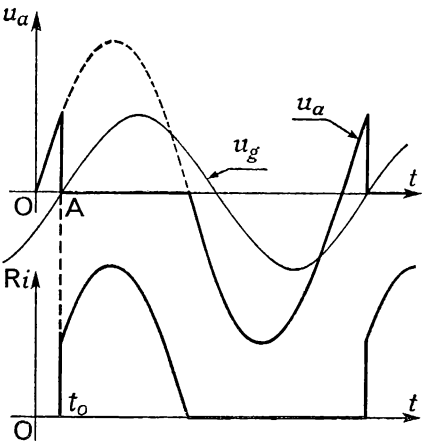


Fig. 104. — *Commande horizontale ($\varphi = 30^0$).*

de charge mais dont le déphasage φ par rapport à cette tension peut varier de 0° à 180° grâce à un « **déphaseur** ». Au point A d'abscisse t_0 où la courbe u_g coupe l'axe des temps, la grille devient positive, le courant grille s'établit et le thyristor s'amorce. Quand on fait varier φ de 0 à 180°, le point A se déplace de l'abscisse 0 à l'abscisse T/2 et la tension moyenne de la charge varie de U_m/π à 0.

La figure 104 correspond à $\varphi = 30^0$ et la figure 105 à $\varphi = 120^0$.

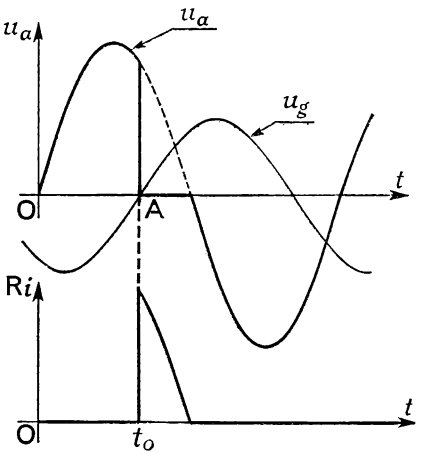


Fig. 105. — *Commande horizontale ($\varphi = 120^0$).*

2° **Commande verticale.** — La tension de commande est la somme de deux tensions, l'une continue et réglable U_0, l'autre sinusoïdale u_g, non réglable, d'amplitude constante U_{gm} (valeur maximale) et en **quadrature** avec la tension u. La tension totale $\mathcal{U}_g = U_0 + u_g$ est représentée par une sinusoïde tracée autour de l'axe U_0 (fig. 106). Pour que le point A d'intersection avec l'axe des temps puisse parcourir tout l'intervalle (0; T/2), il faut que la tension continue U_0 puisse varier, au moins, de $-U_{gm}$ à $+U_{gm}$. L'amorçage pourra ainsi être obtenu en tout point d'abscisse comprise entre 0 et T/2.

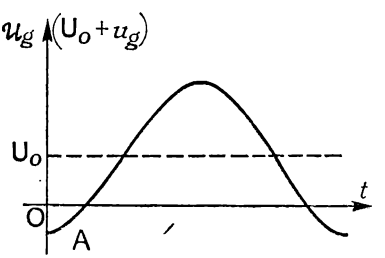


Fig. 106.

La figure 107 correspond à $U_0 = 0$.

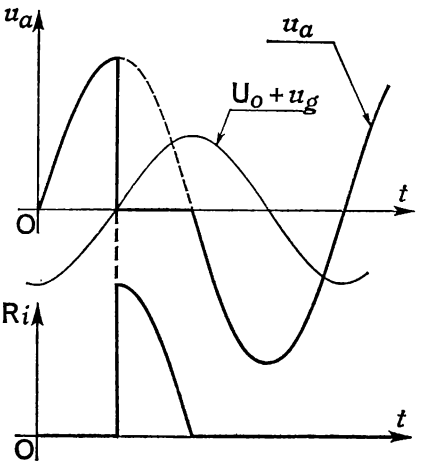


Fig. 107. — *Commande verticale (ici $U_0 = 0$).*

3° **Commande par impulsions.** — Le courant grille est nul pendant toute la période sauf au moment où l'on veut produire l'amorçage; on injecte alors dans la grille un courant très bref (impulsion) qui débloque le thyristor. En faisant varier l'instant t_0 où cette impulsion est produite on fait varier la tension moyenne délivrée à la charge.

La figure 108 correspond à $t_0 = \frac{T}{8}$.

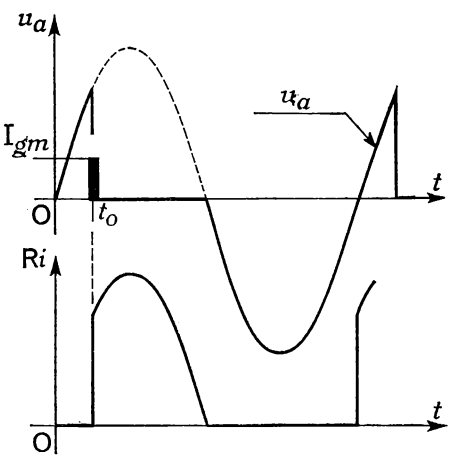


Fig. 108. — *Amorçage par impulsion* $\left(t_0 = \frac{T}{8}\right)$.

29. *Circuits de commande.*

1° **Déphaseur.** — *a) Principe.* — Il est constitué par un condensateur de capacité C constante en série avec une résistance R variable (fig. 109). Il est alimenté par une source auxiliaire (secondaire de transformateur à point milieu) donnant une tension u' en phase avec la tension u du circuit de charge. Construisons le diagramme des tensions (fig. 110).

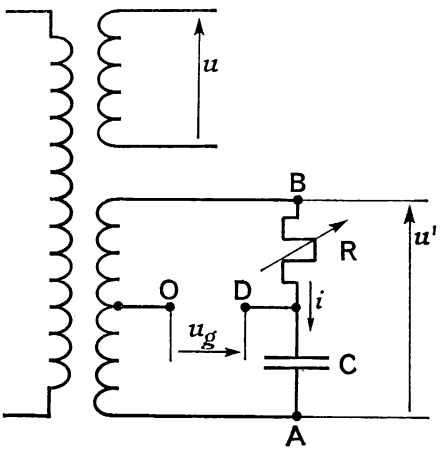


Fig. 109. — *Déphaseur.*

La tension U_R est en phase avec I et la tension U_C en quadrature arrière. La tension U_g, qui sera appliquée entre grille et cathode, est représentée par le vecteur $\overrightarrow{OD}$. Les vecteurs $\overrightarrow{AD}$ et $\overrightarrow{BD}$ étant perpendiculaires et AB = U′ étant constant, l'ensemble des points D est le demi-cercle de diamètre AB.

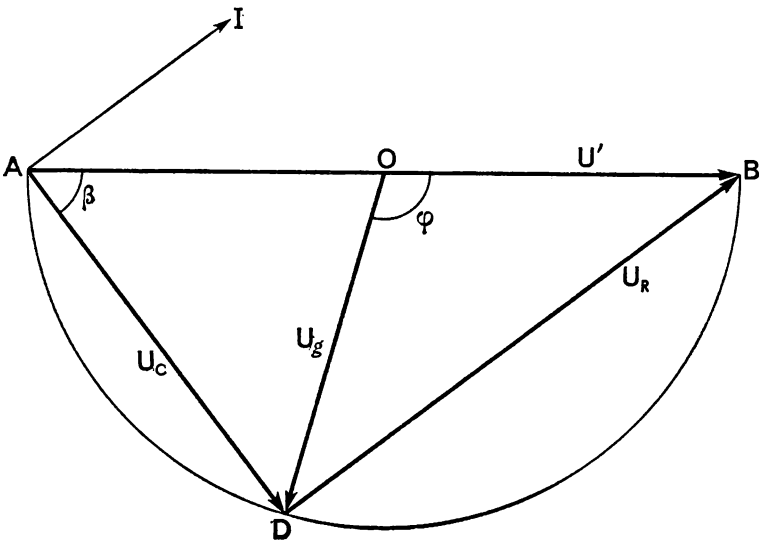


Fig. 110.

Quand la résistance R est nulle, la tension U_R est nulle et le point D vient en B. L'angle φ des vecteurs U' et U_g est nul :

$$R = 0 \quad \Rightarrow \quad \varphi = 0.$$

Quand la résistance est infinie, la tension U_0 est nulle et le point D vient en A; l'angle φ vaut 180^0 :

$$R = \infty \quad \Rightarrow \quad \varphi = 180^0.$$

L'instant t_0 d'amorçage est tel que :

$$\frac{t_0}{T} = \frac{\varphi}{360} \qquad t_0 = T\,\frac{\varphi}{360}$$

pour $\varphi = 0, \quad t_0 = 0$

pour $\varphi = 180^0, \quad t_0 = \frac{T}{2}.$

En pratique, la plage des valeurs de φ est un peu plus réduite, de 10^0 à 170^0 par exemple.

Remarquons que la tension $U_g = OD$ a une phase variable mais garde une valeur efficace constante, $U_g = \frac{U'}{2}$.

b) Calculs. — La tension $\underline{U}'$ est prise pour axe réel, $\underline{U}' = U'$. Courant commun à R et C :

$$\underline{I} = \frac{U'}{R + \frac{1}{jC\omega}}$$

tension de la résistance :

$$\underline{U}_R = R\underline{I} = \frac{U'R}{R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{jU'RC\omega}{jRC\omega + 1}$$

tension du condensateur :

$$\underline{U}_0 = \frac{\underline{I}}{jC\omega} = \frac{U'}{jC\omega\left(R + \frac{1}{jC\omega}\right)} = \frac{U'}{jRC\omega + 1}$$

angles :

$$\widehat{BAD} = \beta = \frac{\varphi}{2}.$$

Le rapport des tensions est :

$$\frac{\underline{U_B}}{\underline{U_C}} = \frac{jU'RC\omega}{U'} = jRC\omega$$

et

$$\text{tg } \beta = \text{tg } \frac{\varphi}{2} = \frac{U_B}{U_C} = RC\omega.$$

On retrouve bien :

$$R = 0 \Rightarrow \text{tg } \frac{\varphi}{2} = 0 \Rightarrow \frac{\varphi}{2} = 0 \Rightarrow \varphi = 0$$

$$R = \infty \Rightarrow \text{tg } \frac{\varphi}{2} = \infty \Rightarrow \frac{\varphi}{2} = 90^0 \Rightarrow \varphi = 180^0$$

c) Commande horizontale. — Le point O est relié à la cathode et le point D à la grille [1], la diode R*d* supprime l'alternance négative qui est inutile (fig. 111). La résistance en série limite le courant de grille.

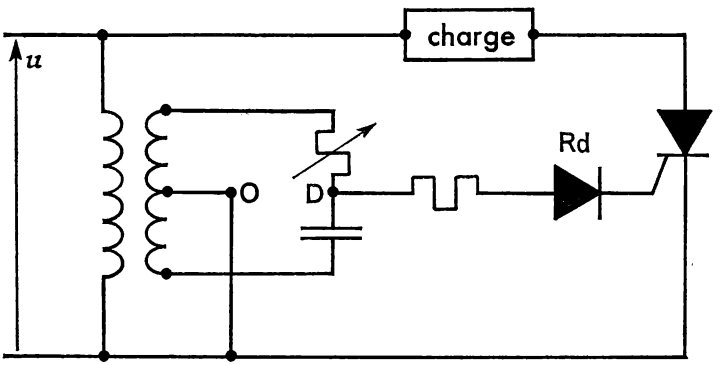


Fig. 111. — *Commande horizontale.*

d) Commande verticale. — Le déphasage de la tension U_g doit être de 90°; il en résulte que $\frac{\varphi}{2} = 45^0$, $\text{tg } \frac{\varphi}{2} = 1 = RC\omega$; on doit donc avoir $R = \frac{1}{C\omega}$. Rappelons que la tension continue U_0 doit pouvoir varier entre $-U_{gm}$ et $+U_{gm}$ (fig. 112).

(1) ou l'inverse, selon le sens de bobinage du transformateur.

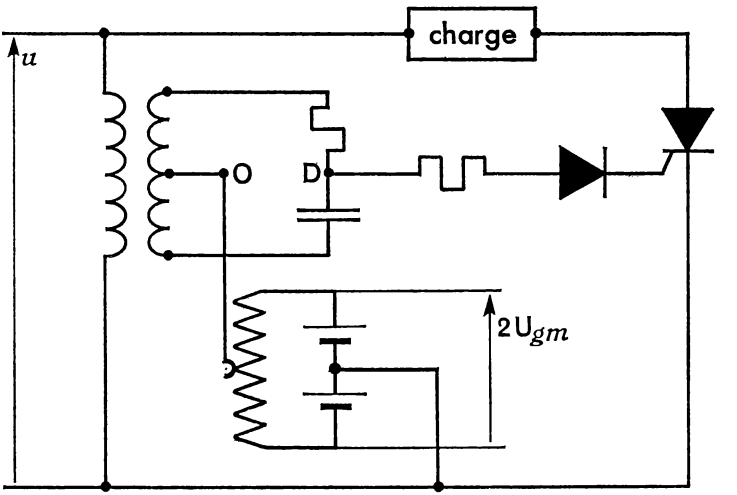


Fig. 112. — *Commande verticale.*

2° **Transistor unijonction.** — *a) Constitution.* — C'est une jonction P — N comportant deux sorties sur le semi-conducteur N [1] appelé **base** du transistor. Le semi-conducteur P est appelé **émetteur** (fig. 113).

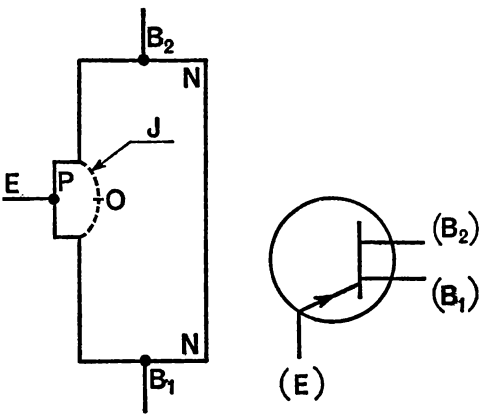


Fig. 113. — *Transistor unijonction dont la base est de type N: constitution et symbole.*

b) Fonctionnement. — Si l'on applique une tension V_{BB} entre les deux sorties B_1 et B_2 de la base alors que E et B_1 sont reliés entre eux (fig. 114), le courant inverse d'émetteur I_E est pratiquement nul. Le semi-conducteur N étant homogène (même concentration de porteurs *n* en

(1) Il existe des transistors où les rôles des semi-conducteurs N et P sont permutés.

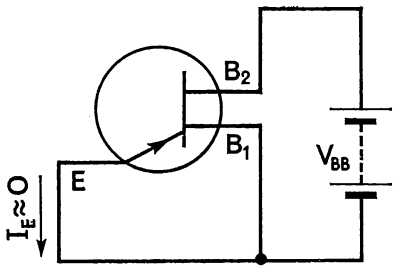


Fig. 114. — *Application d'une tension V_{BB}.*

tout point); la tension y décroît régulièrement de B_2 à B_1 et la tension entre le point O de la jonction et la sortie B_1 est approximativement égale à $\frac{V_{BB}}{2}$. Autrement dit les deux résistances internes R_{B_2} et R_{B_1} respectivement comprises entre B_2 et O d'une part et entre O et B_1 d'autre part, sont à peu près égales (environ quelques kilohms).

Si l'on applique, en outre, une tension E croissante entre l'émetteur et la sortie de base B_1 (fig. 115), un courant direct I_E (de E vers B_1) prend

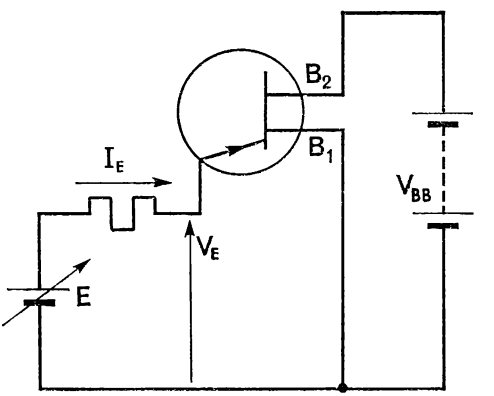


Fig. 115. — *Application d'une tension E.*

naissance pour une tension E un peu supérieure à $\frac{V_{BB}}{2}$. Ce courant apporte dans la moitié de base comprise entre la jonction et B_1 des porteurs positifs (trous) qui y augmentent considérablement la conductibilité et par suite en diminue la résistance R_{B_1} : le courant I_E augmente tandis que la tension V_E diminue (fig. 116). La valeur maximale atteinte par V_E est la **tension de pic** V_P. La valeur minimale de V_E est la **tension de vallée** V_V. La résistance

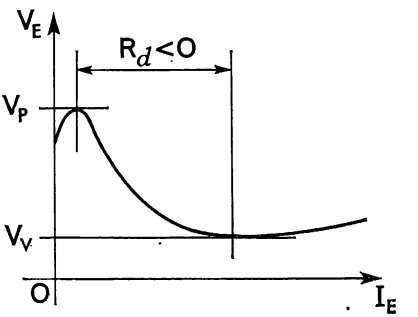


Fig. 116. — *Courbe $V_E = f(I_E)$.*

dynamique [1] correspondant à cette portion de courbe est négative :

$$\frac{\Delta V_E(<0)}{\Delta I_E(>0)} = R_d < 0.$$

c) Le transistor unijonction est équivalent au schéma de la figure 117 avec une résistance R_{B_2} (moitié comprise entre B_2 et O) constante et une résistance R_{B_1} (entre O et B_1) qui décroît dès que la tension de pic est atteinte.

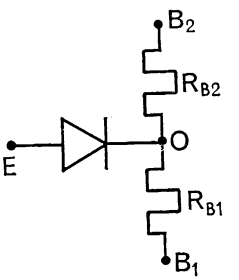


Fig. 117. — *Schéma équivalent au transistor unijonction.*

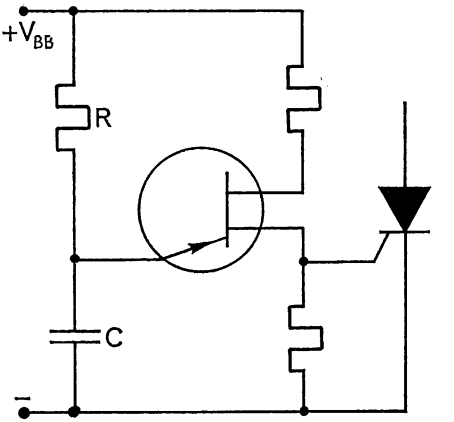


Fig. 118. — *Commande d'un thyristor par un transistor unijonction.*

d) *Commande du thyristor* (fig. 118). — Le condensateur C se charge à travers la résistance R; quand sa tension est égale à V_P, la résistance R_{B_1} diminue rapidement et le condensateur se décharge à travers la jonction grille-cathode du thyristor en y produisant une impulsion de courant I_g qui produit l'amorçage.

Quand le condensateur est déchargé, la résistance R_{B_1} retrouve sa valeur (quelques $k\Omega$), le condensateur se recharge et les phénomènes qui viennent d'être décrits se reproduisent périodiquement. Le choix des valeurs de R et de C permettent de donner à la période des phénomènes une valeur égale à la période de la tension qui alimente le thyristor.

3° Il existe d'autres procédés d'amorçage, en particulier, par des éléments à circuit magnétiques : inductance saturable, amplificateur magnétique, transformateur d'induction. Ce dernier procédé est étudié dans le chapitre suivant.

(1) Voir Électronique 1re F.

30. *Compléments technologiques.*

1° Fabrication. — *a*) La substance de départ est du silicium N que l'on transforme par diffusion en surface en silicium P (fig. 119) avec de l'aluminium.

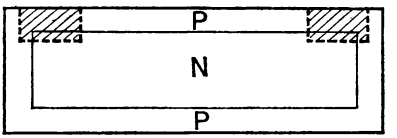


Fig. 119. — *L'élimination des parties hachurées donne un PNP.*

b) On décourt-circuite les deux couches P en supprimant les parties hachurées par attaque chimique. La pastille obtenue est alors PNP.

c) Un alliage de type N (Bore) est déposé et fondu sur une couche P (fig. 120) et l'élément actif est achevé. Le nom des trois électrodes est précisé sur la figure 121. La figure 122 (partie de droite) montre la constitution interne d'une cellule achevée. Le bloc du bas est en général

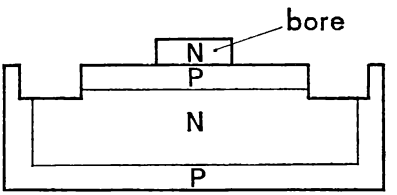


Fig. 120. — *La soudure de la pastille de bore conduit au PNPN.*

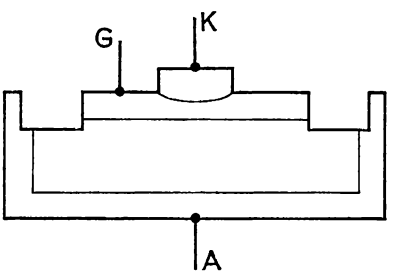


Fig. 121. — *Pastille terminée.*

l'anode et sera vissé sur un radiateur de refroidissement; la grosse connexion du haut est reliée à la cathode et la petite à la grille. Sur le dessin de gauche, une connexion supplémentaire est reliée à la cathode, elle facilite l'alimentation du circuit de grille.

2° Durées d'amorçage et de désamorçage. — *a*) *Durée d'amorçage* t_{on} *(turn-on time).* — C'est le temps nécessaire à l'établissement du courant principal (entre anode et cathode) après l'injection d'un courant de grille à front raide c'est-à-dire d'une impulsion faisant passer (par exemple) le courant grille de 0 à 200 mA en une microseconde.

Ce temps est de l'ordre de 10 μs.

Pendant cette durée :

— la résistance directe du thyristor passe d'une très grande valeur à une très faible (1 MΩ → 0,01 Ω);

— le thyristor passe de l'état bloqué à l'état conducteur.

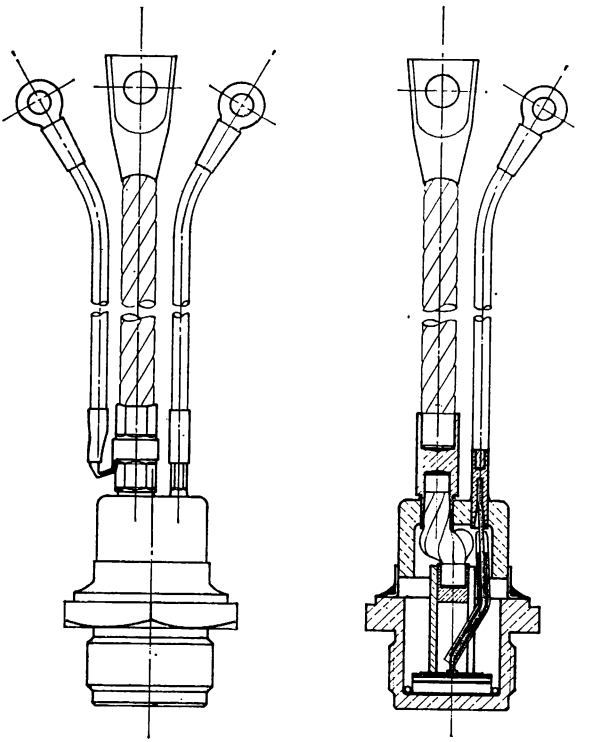


Fig. 122. — *Thyristor.*

b) *Durée de désamorçage ou de blocage* t_{off} *(turn-off time).* — Après disparition du courant direct (et suppression de I_g), c'est le temps au bout duquel le thyristor supporte à nouveau, sans s'amorcer, une tension directe inférieure à U_{am}. Ce temps est de l'ordre de quelques dizaines de microsecondes.

3° Données numériques sur un thyristor (1)

Courant moyen 1/2 onde : 300 A.
Courant efficace : 475 A.
Courant maximal à l'état bloqué : 15 mA à 125 °C.
Courant de maintien : $I_H = 25$ mA.
Chute de tension : <2 V.
Tension de grille : 5 V.

(1) Type 223. — Fabrication de la CDSW, 72-Le Mans.

Courant de grille produisant à coup sûr l'amorçage : 300 mA.
Puissance moyenne maximale de grille : 3 W.
Température de fonctionnement : de —40 à +125 °C.
Temps de désamorçage : 50 μs.
Tension directe ne provoquant pas l'amorçage et tension inverse maximale (suivant la cellule choisie) : 50 à 1 400 V.

EXERCICES

6. 01. — Le condensateur d'un déphaseur a une capacité C = 1 μF et la fréquence est 50 Hz. Calculer l'angle φ de déphasage pour les valeurs suivantes de R (kΩ) :

0,8; 1,6; 3,2; 6,4; 12,8; 25,6.

[*Réponse pour 0,8 :* $\varphi = 28^0$].

6. 02. — Quelle valeur faut-il donner à la résistance du déphaseur précédent pour obtenir φ égal successivement à : 30^0; 60^0; 120^0; 150^0.

6. 03. — Déterminer les valeurs extrêmes que doit avoir la résistance variable d'un déphaseur pour que l'angle φ puisse varier de 10^0 à 170^0. Le condensateur a une capacité de 0,22 μF et la fréquence est 50 Hz.

6. 04. — Un déphaseur alimenté en 50 Hz utilise une capacité C = 0,47 μF. Tracer la courbe du déphasage φ en fonction de la valeur de la résistance R.

6. 05. — Pour obtenir une commande verticale on utilise un déphaseur délivrant une tension $u_g = 10\sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$. Quelles valeurs limites doit-on donner à la tension continue U_o pour que l'amorçage puisse être obtenu pour toute valeur t_o comprise entre 0 et T/2.

6. 06. — Calculer pour chaque valeur de tension U_o donnée ci-dessous l'instant d'amorçage t_o obtenu avec une commande verticale où la tension sinusoïdale du déphaseur est $u_g = 20 \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$.

Tracer la courbe de l'angle d'ouverture en fonction de U_o.

U_0	−17,3	−10	−5	0	5	10	17,3
t_0							
α							

[*Réponse : pour* -10 *V*, $t_o = T/3$ et $\alpha = 60^0$].

6. 07. — Calculer, avec les données de l'exercice précédent, la valeur de U_o qui donnera un angle d'ouverture de 45^0 puis de 135^0.

7

THYRATRON

31. *Étude expérimentale (avec un thyratron type 2 D 21).*

1° **Description.** — Le thyratron est un tube triode à gaz à cathode chauffée directement ou non; il comporte une grille placée (fig. 123) entre l'anode et la cathode. Cette grille est un disque percé d'un trou. Elle est soudée à un cylindre entourant les électrodes (fig. 124).

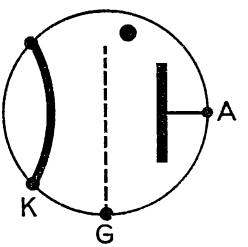


Fig. 123. — *Symbole du Thyratron.*

2° **Montage.** — Une résistance R destinée à limiter le courant après amorçage est en série avec le tube (fig. 125). Une résistance R_g dont la valeur doit être comprise entre 0,1 et 1MΩ (pour le 2D21) limite le courant grille qui prend naissance

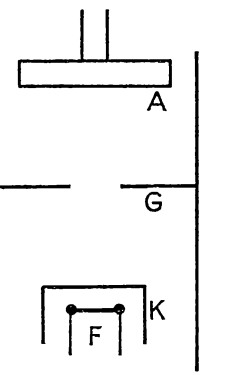


Fig. 124. — *Constitution d'un thyratron.*

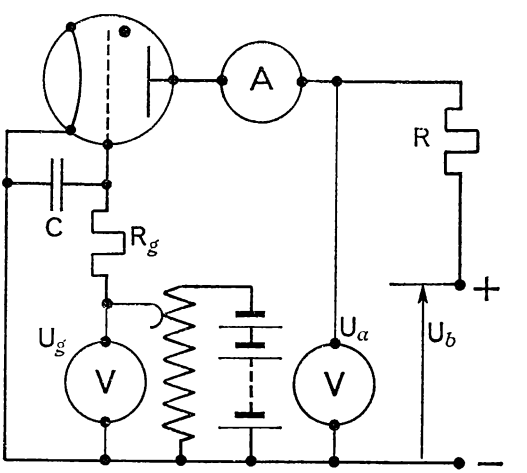


Fig. 125. — *Montage du thyratron.*

après l'amorçage. Le condensateur C ($\approx$ 1*n*F) évite les amorçages parasites.

3° **Influence de la tension anodique.** — Si l'on réunit la grille à la cathode ($U_g = 0$), le thyratron se comporte comme un phanotron. Sa tension d'amorçage est de 28 V.

4° **Influence de la tension grille.** — *a*) Donnons à $U_g = V_g - V_k$ des valeurs croissantes et relevons la tension U_{am} d'amorçage et la tension d'arc U_a après amorçage :

U_g (V)	— 3	— 2	— 1	0
U_{am} (V)	440	180	38	28
U_a (V)	25	25	25	25

Nous voyons que :

— La tension anodique d'amorçage est d'autant plus élevée que la tension grille est plus négative.

— Après amorçage la tension tombe toujours à la même valeur. **La tension d'arc ne dépend pas de la valeur de la tension grille qui a retardé l'amorçage.**

La valeur de la tension grille pour laquelle le tube s'amorce, sous une tension anodique donnée, est appelée **tension critique de grille.**

b) Le tube ayant été amorcé, avec $U_g = 0$ par exemple, donnons à U_g des valeurs négatives : — 2 puis — 4 volts. Le tube ne se désamorce pas et le courant anodique reste inchangé. La grille d'un thyratron ne commande donc pas le courant anodique comme le faisait celle d'un triode à vide. Par contre si l'on désamorce le tube par suppression de U_a la grille retrouve son pouvoir.

LA GRILLE D'UN THYRATRON MODIFIE LA TENSION D'AMORÇAGE MAIS N'A AUCUN POUVOIR DE COMMANDE SUR LE COURANT ANODIQUE ÉTABLI.

c) L'amorçage se manifeste comme dans un phanotron [1]

— établissement du courant.
— brusque diminution de la tension du tube,
— apparition d'une lueur.

32. *Justification du rôle de la grille.*

1° Avant l'amorçage. — La grille est une barrière de potentiel négative qui repousse les électrons émis par la cathode, ceux-ci ne peuvent aller sur l'anode et le tube ne s'amorce pas.

2° A l'amorçage. — Lorsque la tension anodique atteint la valeur critique les électrons ont assez d'énergie pour traverser la grille et ioniser le gaz. Les ions positifs libérés s'agglomèrent autour de la grille et la neutralisent, le tube fonctionne comme si la grille n'existait pas.

3° Après l'amorçage. — Si l'on diminue U_g de — 2 à — 3 V par exemple, la grille attire davantage d'ions positifs et continue à être neutralisée : elle ne peut avoir d'influence sur le courant.

33. *Caractéristique d'amorçage.*

1° Définition. — La caractéristique d'amorçage ou de commande est la courbe $U_a = f(U_g)$. Elle se trace en donnant des valeurs à U_g et en relevant les tensions d'amorçage correspondantes (fig. 126). La courbe est celle du thyratron [2] 2D21 tracée avec les relevés suivants :

U_g (V)	0	— 0,5	— 1	— 1,5	— 2	— 2,5
U_a (V)	28	30	38	76	190	310

(1) Électronique 1re F_3, F_3.
(2) Ce tube est tétrode, la courbe a été obtenue avec G_3 réunie à la cathode.

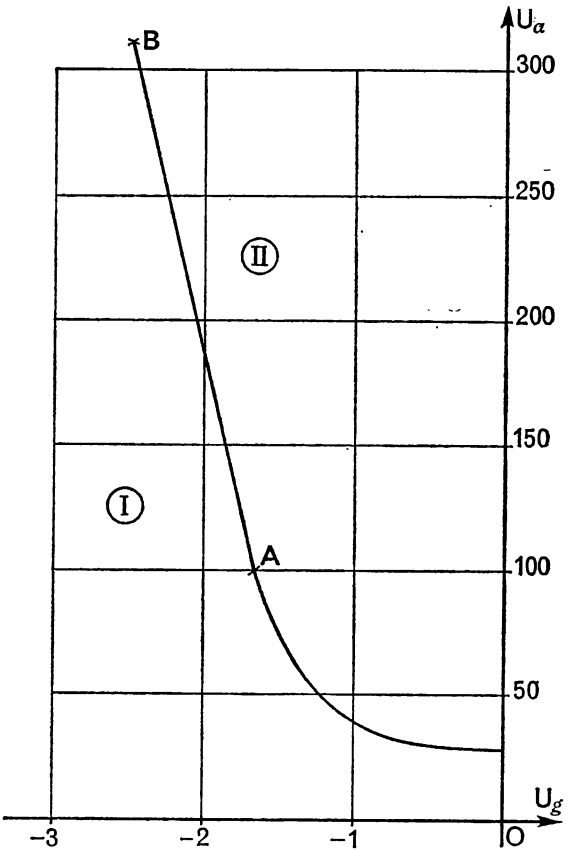


Fig. 126. — *Caractéristique de commande.*

A tout couple de valeurs U_g, U_a correspond un point P. La caractéristique partage le quadrant en deux domaines :

— si P est dans le domaine I : le tube ne peut s'amorcer.

— si P est dans le domaine II : le tube peut s'amorcer.

2° **Analyse de la courbe.** — Jusqu'à $U_a = 100$, l'allure est parabolique, à partir de 100 V c'est une droite; sur cette partie rectiligne la pente est constante et le rapport $K = \frac{\Delta U_a}{|\Delta U_g|}$ est appelé facteur de commande.

$$\boxed{K = \frac{\Delta U_a}{|\Delta U_g|}}$$

K est un nombre abstrait.

Sur la courbe nous relevons : A (—1,65; 100) et B (—2,5; 310)

$$K = \frac{310 - 100}{2{,}5 - 1{,}65} = \frac{210}{0{,}85} = 247$$

34. *Étude expérimentale en alternatif.*

1° Montage. — C'est celui de la figure 125 dans lequel la tension anodique continue est remplacée par une tension alternative. Nous avons utilisé une tension $u = 220\sqrt{2}\sin 100\pi t$, de valeur efficace 220 V, de valeur maximale $U_m = 220\sqrt{2} = 311$ V et de fréquence 50 Hz (fig. 127).

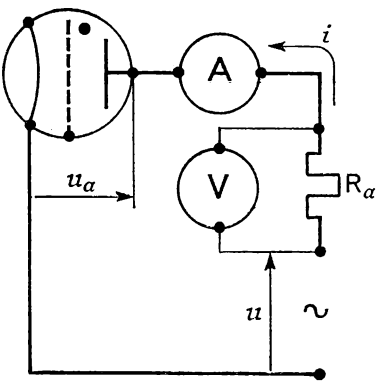


Fig. 127. — *Étude en alternatif.*

Avec un oscillographe on pourra observer l'allure de la tension u_a entre les bornes du tube; si l'oscillographe est bicourbe (ou avec un deuxième monocourbe) on verra aussi la tension $R_a i$ entre les bornes de la résistance. Les courbes sont précisées ci-après.

2° Influence de la tension grille. — *a*) Pour $U_g = 0$, nous retrouvons la même tension redressée qu'avec un phanotron [1] avec amorçage et désamorçage à 28 V (fig. 128).

b) Pour $U_g = -1{,}5$ V, l'amorçage se produit à 78 V et le désamorçage à 28 V (fig. 129).

c) Pour $U_g = -2$ V, amorçage à 185 V et désamorçage à 28 V (fig. 130).

d) Pour $U_g = -2{,}5$ V, l'amorçage se fait pratiquement au sommet de la sinusoïde (fig. 131) à 311 V.

e) Pour $U_g = -3$ V, il n'y a plus d'amorçage. Les quatre figures donnent les oscillogrammes observables dans chaque cas : celui du dessus est la courbe $u_a = f(t)$ de la tension entre les bornes du thyratron et celui du dessous $R_a i = f(t)$ de la tension entre les bornes de la charge R_a.

(1) Nous négligeons la différence entre la tension d'amorçage U_{am} et la tension d'arc U_a.

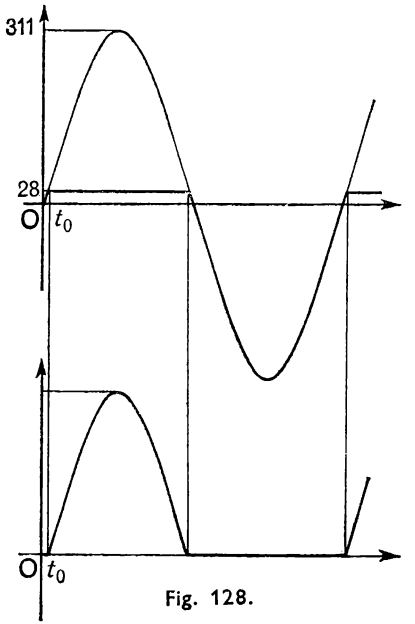


Fig. 128.

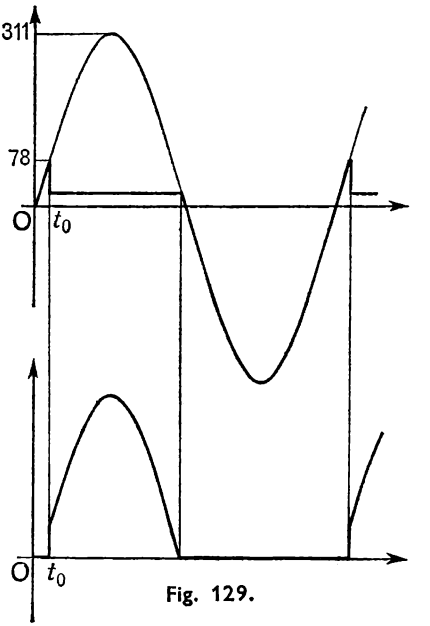


Fig. 129.

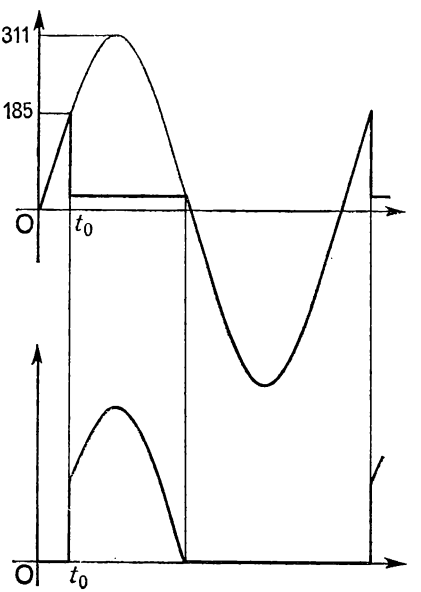


Fig. 130.

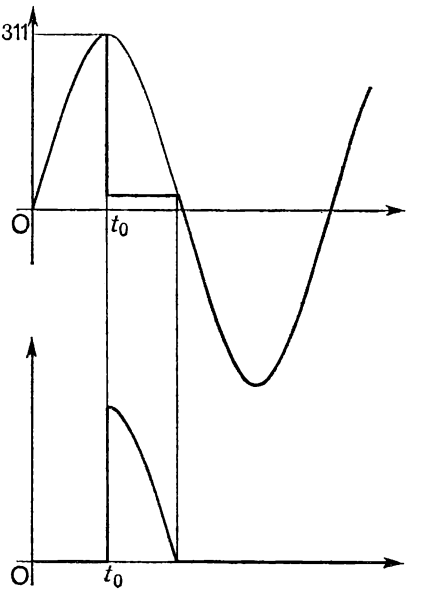


Fig. 131.

Sur chacune des figures : au dessus courbes u et u_a; au dessous, courbe Ri.

Remarquons que la correspondance entre les valeurs de U_g et de U_{am} se retrouve sur la courbe d'amorçage.

En résumé on peut dire qu'un thyratron est un phanotron perfectionné dont on sait faire varier la tension d'amorçage U_{am}.

35. *Analyse du fonctionnement en alternatif.*

1° Application de la loi d'Ohm. — Pour une tension de grille donnée le tube s'amorce quand la tension alternative atteint la valeur U_{am} correspondante. Jusqu'au désamorçage qui se produit pour $u = U_a$, la grille perd son pouvoir et le retrouve pour l'alternance positive suivante. La loi d'Ohm appliquée au circuit donne :

$$u = u_a + R_a i$$

La tension alternative croissant à partir de $u = 0$ on obtient :

a) pour $u < U_{am}$, $i = 0$ et $u_a = u$;

b) pour $u = U_{am}$, il y a amorçage et la tension du tube devient $u_a = U_a$ (tension d'arc);

c) tant que $u \geqslant U_a$: $u_a = U_a$ et $i = \dfrac{u - U_a}{R_a}$;

d) dès que $u < U_a$, y compris pour u négatif : $u_a = u$ et $i = 0$.

2° Instant d'amorçage. — L'amorçage se produit quand $u = U_m \sin \omega t_0 = U_{am}$, cette dernière tension correspondant à la tension grille choisie. On peut en déduire $\sin \omega t_0 = \dfrac{U_{am}}{U_m}$ et l'instant t_0 d'ouverture.

3° Angle de retard. — Au temps t_0, qui s'écoule entre le début de l'alternance et l'instant d'ouverture, correspond l'angle de retard φ :

$$\varphi = \omega t_0 = \frac{2\pi t_0}{T}$$

EXEMPLE : pour $t_0 = \dfrac{T}{4}$ on a $\varphi = \dfrac{\pi}{2}$

Le désamorçage ayant pratiquement lieu à la fin de l'alternance $\left(t_1 = \dfrac{T}{2}\right)$, la durée d'ouverture est $\tau = \dfrac{T}{2} - t_0$ et l'angle d'ouverture $\alpha = \pi - \varphi$.

4° **Variations de la tension moyenne redressée.** — La tension moyenne $R_a I_{moy}$ de la charge, mesurée par le voltmètre magnétoélectrique (fig. 127) décroît au fur et à mesure que U_g diminue (fig. 132). Par action sur la tension grille on peut donc régler la tension redressée. En négligeant la tension d'arc $U_a \ll U_m$, on obtient les deux limites suivantes de U_{moy} :

a) pour $U_g = 0$, amorçage pour $u = 0$ à l'instant $t_0 = 0$, la tension moyenne est la même que pour un phanotron (fig. 128)

$$U_{moy} = \frac{U_m}{\pi}$$

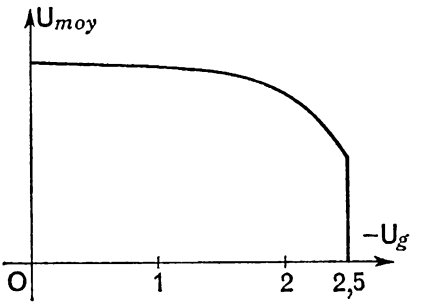


Fig. 132. — *Variations de U_{moy} avec U_g.*

b) pour $U_g = U_{cm}$, U_{cm} étant la tension critique de grille qui correspond à la valeur maximale U_m de la tension alternative, l'amorçage a lieu pour $u = U_m$ à l'instant $t_0 = \frac{T}{4}$ et la tension redressée est formée de demi-alternances (fig. 133) : $U_{moy} = \frac{U_m}{2\pi}$.

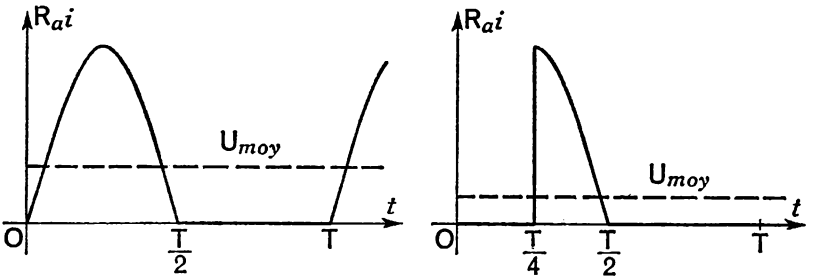


Fig. 133. — *Les deux cas limites avec amorçage dans la partie ascendante.*

Avec les valeurs utilisées dans notre expérience $\frac{U_m}{\pi} = 99$ V et

$$49{,}5 \leqslant U_{moy} \leqslant 99.$$

Ces valeurs doivent être minorées si l'on tient compte de la tension d'arc U_a.

5° **Remarque.** — Le point d'amorçage se trouve obligatoirement sur la partie ascendante de u. En commandant différemment la tension

grille nous verrons qu'il est possible de placer ce point sur la partie descendante et d'élargir jusqu'à zéro volt la gamme des valeurs de U_{moy}.

36. *Courbe de contrôle.*

1° But. — Elle permet de connaître la tension grille à afficher pour obtenir l'amorçage en un point donné de la sinusoïde représentant u en fonction du temps. Elle établit donc une correspondance entre la tension critique u_c et l'instant t_0 d'amorçage.

2° Construction. — A une valeur U_{a0} de la tension anodique correspond un point P d'abscisse U_{c0} sur la courbe de commande et un point P′ d'abscisse t_0 sur la sinusoïde $u = f(t)$. En reportant ces deux coordonnées t_0 et U_{c0} dans un système d'axes rectangulaires on obtient la courbe C, $u_c = f(t)$ [1] dont la construction par points est évidente (fig. 134).

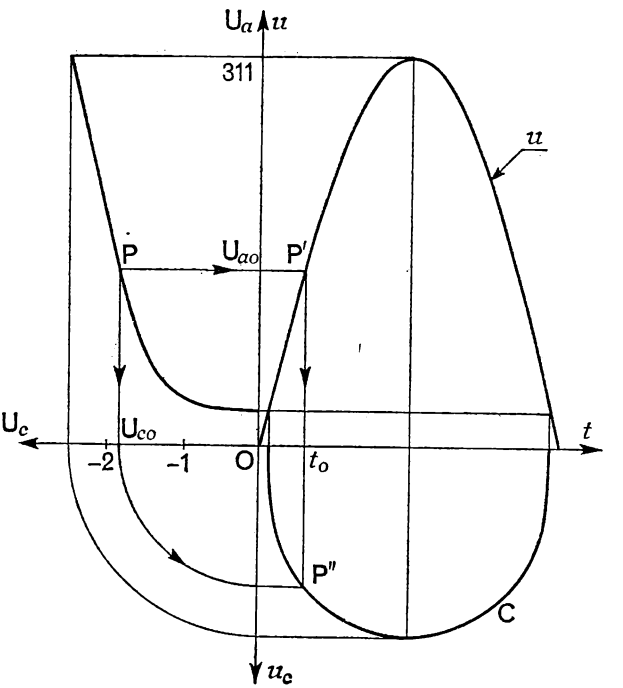


Fig. 134. — *Construction par points de la courbe de contrôle.*

(1) Nous notons u_c la tension de la courbe de contrôle et réservons u_g pour la tension effectivement appliquée sur la grille.

3° **Usage.** — Soit une courbe D, tracée à la même échelle que C et représentant les variations de la tension grille u_g en fonction du temps et soit B le point d'intersection de D avec la courbe C de contrôle (fig. 135). A gauche de B, $u_g < u_c$, le tube n'est pas amorcé. En B, $u_g = u_c$ le tube s'amorce. A droite de B, le tube est amorcé et le reste jusqu'à la fin de l'alternance positive même quand, au point E, u_g redevient plus petit que u_c.

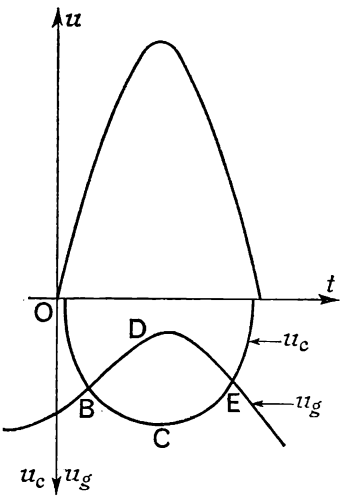


Fig. 135.

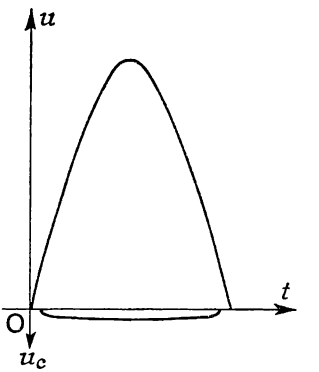


Fig. 136. — *Si u_c et u sont à la même échelle C est pratiquement confondue avec Ot.*

4° **Remarque.** — Les échelles de u et de u_c étant très différentes, la courbe C des figures 134 et 135 est dilatée par rapport à la sinusoïde. Si l'on trace les deux courbes à la même échelle, la courbe C est pratiquement confondue avec l'axe des temps (fig. 136).

37. *Procédés de commande.*

1° **Par tension continue seule.** — Il vient d'être étudié.

2° **Commande horizontale.** — La tension sinusoïdale appliquée sur la grille est de même fréquence que la tension u du circuit anodique mais son déphasage φ par rapport à celle-ci peut varier de 0° à 180° grâce à un déphaseur. Le point B d'intersection de u_c et de u_g peut parcourir toute la courbe de contrôle (fig. 137) et l'amorçage peut être obtenu en n'importe quel point A de l'alternance positive de u. La tension moyenne de la charge pourra varier entre $\frac{U_m}{\pi}$ et zéro. La figure 137

donne deux positions de la courbe D (u_g), cette courbe est tracée à la même échelle que C(u_c).

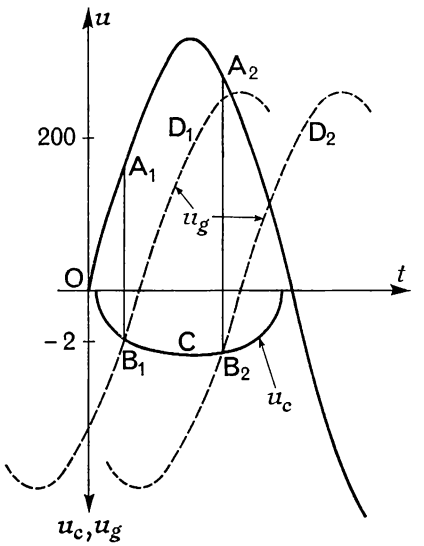


Fig. 137. — *Commande horizontale.*

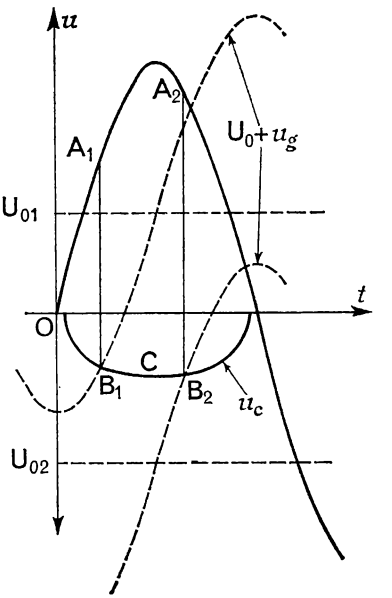


Fig. 138. — *Commande verticale.*

3° Commande verticale. — La tension de commande est la somme de deux tensions : l'une continue et réglable U_0 et l'autre sinusoïdale u_g, de valeur maximale U_{gm}, non réglable, et en quadrature avec la tension principale u. La tension totale est représentée par la sinusoïde tracée autour de l'axe d'ordonnée U_0 (fig. 138). Pour que le point B puisse parcourir toute la courbe C, il faut que la tension continue puisse varier au moins entre $-U_{gm}$ et $+U_{gm}$, valeur maximale de la tension sinusoïdale de grille. L'amorçage pourra ainsi être obtenu en tout point A de l'alternance positive.

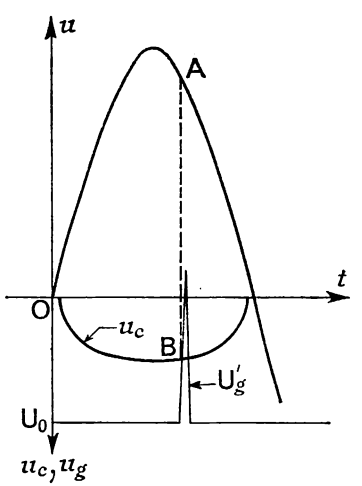


Fig. 139.
Commande par impulsions.

4° Commande par impulsions. — La tension continue et négative de grille U_0 est telle que l'amorçage ne puisse se produire. On ajoute une impulsion posi-

tive U'_g telle que $U_0 + U'_g > 0$ à l'instant où l'on désire amorcer. Si cette tension a la même période que u, l'amorçage se reproduira identiquement à chaque période (fig. 139).

38. *Dispositifs de commande.*

1° **Commande horizontale.** — On utilise un déphascur (voir ch. 6).

2° **Commande verticale.** — On utilise un déphaseur délivrant une tension u_g en quadrature avec la tension principale u. Ce déphaseur est en série avec une source de tension continue réglable U_0 (voir ch. 6).

3° **Transformateur à impulsions.** — Le secondaire S est enroulé sur un noyau en matériau rapidement saturable et de faible section (fig. 140). Dès qu'il est saturé, le flux y reste constant et la f.é.m. induite y est nulle. Finalement ce n'est qu'aux changements de sens de courant (2 fois par périodes) que le flux varie et produit une courte mais intense f.é.m. induite $e = -\frac{d\Phi}{dt}$ (fig. 141). Le noyau central à entrefer est destiné à éponger l'excès de flux primaire après saturation du secondaire. L'impulsion négative est inutilisée si l'on alimente un seul thyratron. Si deux thyratrons

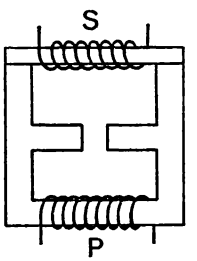


Fig. 140.
Transformateur à impulsions.

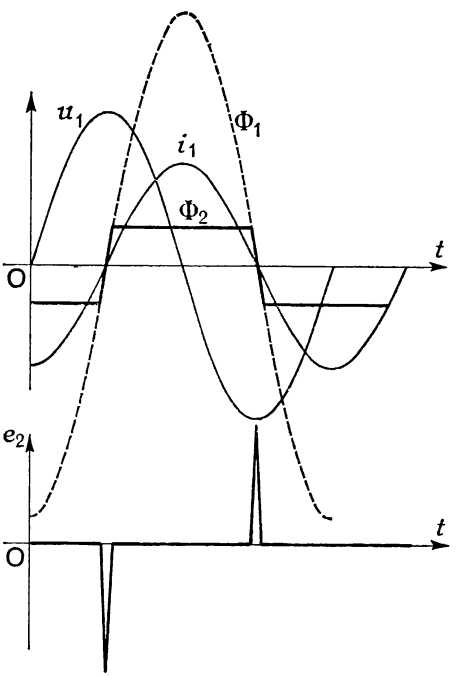


Fig. 141.
La f.é.m. e_2 est nulle tant que Φ_2 est constant.

redressent les deux alternances d'une tension alternative, cette impulsion servira à débloquer le deuxième tube.

39. *Comparaison entre le thyristor et le thyratron.*

1° Le thyratron est antérieur au thyristor. Ce dernier remplace peu à peu le thyratron et l'ignitron dans les applications.

2° Si le courant de grille d'un thyristor est nul et si la tension grille d'un thyratron est suffisamment négative (—4 V par exemple), l'un et l'autre ne s'amorcent que pour une tension directe élevée : quelques centaines de volts.

UN THYRATRON DONT LA TENSION DE GRILLE EST NÉGATIVE SE COMPORTE COMME UN THYRISTOR DONT LE COURANT DE GRILLE EST NUL.

3° Le thyristor s'amorce grâce à un courant de grille et le thyratron par suppression de la tension négative de la grille. Dans l'un et l'autre cas, la grille est sans effet après l'amorçage :

APRÈS AMORÇAGE, LES GRILLES N'ONT PLUS D'ACTION SUR LE COMPORTEMENT DU THYRISTOR ET DU THYRATRON.

4° Avantages et inconvénients respectifs du thyratron et du thyristor.

Point de Comparaison	THYRATRON	THYRISTOR
Filament	fragile	« pas de »
Chauffage	important (100 W)	nul (0 W)
Temps de préchauffage	10 s à 10 mn	nul
Chute de tension . .	10 à 30 V	2 à 3 V
Temps d'amorçage .	10 μs	<10 μs
Temps de désamorçage	100 à 1 000 μs	<100 μs
Tension inverse . . .	jusqu'à 2 500 V	jusqu'à 1 500 V
Courant inverse . . .	nul	< 10 mA (à 125 °C)

EXERCICES

AVERTISSEMENT : Les exercices 7.02 à 7.06 utilisent la caractéristique du 7.01.

7. 01. — Tracer la caractéristique de commande d'un thyratron.

U_g	0	−0,5	−1	−1,5	−2	−2,5	−3	−3,5
U_{am}	15	21	37	69	135	225	315	405

7. 02. — Déterminer le facteur de commande du thyratron précédent et la tension critique de grille pour 450 V [*Réponses :* 180; — 3,75].

7. 03. — Avec la courbe précédente construire la courbe de contrôle pour une tension alternative $u = 220\sqrt{2} \sin \omega t$.

7. 04. — Tracer, en fonction du temps, la courbe du courant dans une charge $R_a = 50\ \Omega$ quand la tension constante de grille est — 2 V et $u = 220\sqrt{2} \sin \omega t$.

7. 05. — Quelle tension continue de grille faut-il avoir pour que (avec la tension précédente).

$$U_{moy} = 49{,}5 \text{ V?} \qquad [\textit{Réponse :} \approx -3 \text{ V}]$$

7. 06. — Calculer les valeurs limites du courant moyen dans une charge $R_a = 15\ \Omega$ pour une commande avec tension continue seule. On négligera la tension d'arc $U_a = 15$ V. (On a toujours $u = 220\sqrt{2} \sin \omega t$).

[*Réponses :* 6,6 A; 3,3 A].

PROBLÈMES

I. AVEC SOLUTION.

7. 07. — Le thyratron 2D21 étudié dans le cours est utilisé pour redresser une tension $u = 220\sqrt{2} \sin 100\ \pi t$. La commande est effectuée par un déphaseur. On confondra la courbe de contrôle et l'axe 0t.

1° Le déphaseur étant alimenté en 50 Hz et comportant un condensateur C = 0,2 μF, quelle valeur maximale la résistance doit-elle prendre pour que $\varphi = 170^0$?

2° Tracer la courbe $\varphi = f(R)$ de ce déphaseur.

3° Déterminer en fonction de la période T l'instant d'amorçage pour des valeurs de φ échelonnées de 30^0 en 30^0. Quelles sont les tensions d'amorçage correspondantes?

— Solution —

1° $tg\frac{\varphi}{2} = RC\omega$: pour $\frac{\varphi}{2} = 85^0$ $\quad tg\frac{\varphi}{2} = 11{,}43 = RC\omega$

$$R = \frac{11{,}43}{C\omega} = \frac{11{,}43}{0{,}2 \times 10^{-6} \times 100\pi} \approx 180\,000\,\Omega = 180\,k\,\Omega.$$

2° $C\omega = 0{,}2 \times 10^{-6} \times 100\,\pi = 0{,}628 \times 10^{-4}$ S

R (kΩ)	0	8	16	24	32	48	80
$tg\frac{\varphi}{2} = RC\omega$	0	0.5	1	1,5	2	3	5
$\frac{\varphi}{2}$ (degrés)	0	26,6	45	56,3	63,4	71,6	78,7

courbe fig. 142.

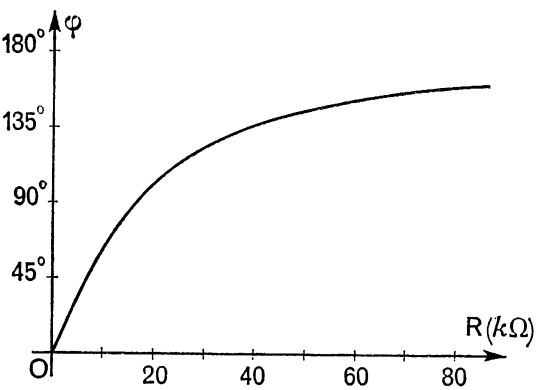


Fig. 142.

3° L'angle de déphasage étant égal à l'angle de retard (courbe de contrôle confondue avec l'axe), on a

$$\frac{t_0}{\varphi} = \frac{T}{2\pi} \quad \Rightarrow \quad t_0 = \frac{\varphi T}{2\pi} \text{ soit, avec } \varphi \text{ en degrés : } t_0 = \frac{\varphi T}{360}$$

φ	0	30	60	90	120	150	170
t_0	0	$\frac{T}{12}$	$\frac{T}{6}$	$\frac{T}{4}$	$\frac{T}{3}$	$\frac{5T}{12}$	$\frac{17T}{36}$
U_{am}	0	156	270	311	270	156	54
point d'amorçage	dans la partie ascendante				dans la partie descendante		

NOTE : U_{am} peut être relevée sur la courbe mais on a aussi

$$U_{am} = 220\sqrt{2} \sin \omega t_0 = 220\sqrt{2} \sin \varphi.$$

II. A RÉSOUDRE.

7. 08. — A l'aide des relevés ci-dessous tracer la caractéristique de commande d'un thyratron.

U_g(V)	0	−2	−4	−6	−8	−10	−12
U_{am} (V)	20	70	200	440	900	1 500	2 100

1° Déterminer le facteur de commande.

2° Tracer la courbe de contrôle pour une tension alternative U = 1 200 V, f = 50 Hz.

3° Le tube est commandé par une tension $u_g = 50 \sin (\omega t - \varphi)$ fournie par un déphaseur. Déterminer graphiquement la tension d'amorçage pour des valeurs de φ échelonnées de 30° en 30°.

4° Pour quelle valeur de φ l'amorçage se fait-il au sommet de la sinusoïde? Quelle est alors la tension moyenne redressée? (U_a = 20 V sera négligée).

7. 09. — La courbe de contrôle d'un thyratron est pratiquement confondue avec l'axe 0t. La tension alternative à redresser est $u = 380\sqrt{2}\sin \omega t$ et le tube est à commande verticale. La tension alternative de cette commande est $u' = 20\sqrt{2}\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$.

1° De quelle tension continue de commande doit-on disposer?

2° La tension continue réglable étant appelée U_0 la tension totale de commande est $u_g = U_0 + u'$. Déterminer par le calcul les valeurs de U_0 qui produisent l'amorçage aux instants t_0 suivants :

$$0; \frac{T}{12}; \frac{T}{8}; \frac{T}{6}; \frac{T}{4}; \frac{T}{3}; \frac{5T}{12}.$$

Quelles sont les tensions d'amorçage correspondantes?

7. 10. — La courbe de contrôle d'un thyratron est pratiquement confondue avec l'axe 0t. La tension à redresser est $u = 1\,500\sqrt{2}\sin 100\,\pi t$. La commande est obtenue par déphaseur.

1° Calculer la tension d'amorçage pour des valeurs de φ échelonnées de 30° en 30°.

2° Calculer les valeurs correspondantes de la résistance R sachant que le condensateur a une capacité $C = 0{,}1\ \mu F$ et que la fréquence d'alimentation est 50 Hz.

8

REDRESSEUR A CATHODE LIQUIDE

40. *Étude expérimentale d'un redresseur simple.*

1° **Description.** — C'est un tube en verre dans lequel on a introduit du mercure après avoir fait le vide. Le mercure se vaporise un peu et fournit ainsi les molécules gazeuses nécessaires au fonctionnement. Le reste du mercure, liquide, constitue la cathode. L'anode est en graphite. Le tube est donc un phanotron ou diode à gaz, dans lequel le mercure joue le double rôle de cathode et de gaz (fig. 143).

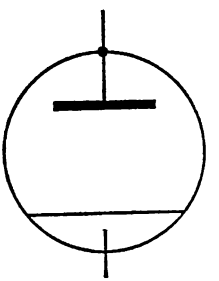


Fig. 143. — *Symbole.*

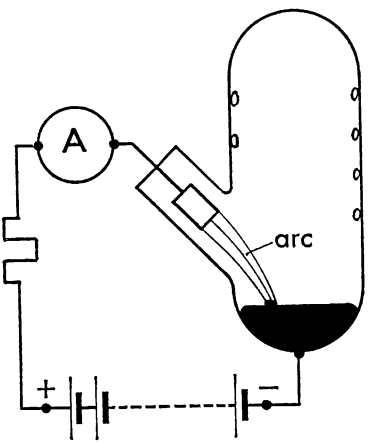


Fig. 144.

2° **Amorçage.** — Appliquons une tension continue de 200 V avec le ⊕ à l'anode : le tube ne fonctionne pas, c'est logique puisqu'il n'y a aucune source d'électrons. Basculons le tube de façon que le mercure vienne toucher l'anode et relevons-le doucement : quand le mercure et l'anode se séparent un arc électrique s'établit entre eux (fig. 144). Le tube redressé continue à fonctionner et nous voyons une tache brillante animée de mouvements désordonnés sur la surface du mercure : c'est la **tache cathodique.** Le mercure vaporisé au voisinage de cette tache se condense dans le haut du tube (chambre de condensation) et ruisselle sur les parois. Par gravité ce mercure retourne à la cathode.

3° **Fonctionnement.** — Après l'amorçage le tube peut fonctionner indéfiniment en continu et pourrait être utilisé comme source de lumière et d'ultra-violet. Si l'on coupe la tension anodique, l'extinction est instantanée et l'on doit réamorcer pour remettre en service. Si l'on permute les polarités de la source, les tentatives d'amorçage restent vaines : **le courant ne peut aller que de l'anode vers la cathode, seul le mercure peut être une source d'électrons.**

En alternatif la tache cathodique disparaîtrait avec le courant à la fin de chaque alternance positive. Pour utiliser le tube à la fourniture d'un courant unidirectionnel à partir d'alternatif, il faut donc prévoir un dispositif auxiliaire produisant la tache cathodique; deux types de redresseurs sont fabriqués :

— ceux dont la tache cathodique existe en permanence, ce sont les tubes à **tache entretenue.**

— ceux dont la tache cathodique est récréée à chaque alternance : ce sont les tubes à **tache périodique.**

41. *La tache cathodique.*

1° **Création.** — Lorsqu'à l'amorçage le mercure se sépare de l'anode, un point chaud est produit par l'arc sur le mercure. Il y a vaporisation de mercure et émission d'électrons. Ces électrons ionisent le gaz et le mercure se trouve bombardé par des ions positifs dont l'énergie cinétique transformée en chaleur entretient la température (450 °C) de la tache cathodique. Il y a donc **émission thermoélectronique** d'électrons par cette dernière.

2° **Émission par champ.** — L'émission thermoélectrique ne peut à elle seule expliquer l'énorme densité de courant de 40 A/mm² couramment obtenue dans ces redresseurs. La tache cathodique n'est pas dans le mercure mais à une très faible distance de celui-ci : 10^{-7} m environ et, à cause de l'accumulation des ions positifs dans la tache, la chute de tension entre celle-ci et la cathode est d'environ 10 V.

Il en résulte un champ électrique $E = \frac{U}{d} = \frac{10}{10^{-7}} = 10^8$ V/m suffisamment intense pour pouvoir extraire des électrons de la cathode : c'est **l'émission par champ électrique;** elle se superpose à l'émission thermoélectronique.

3° **Chute de tension totale.** — Elle est la somme des chutes de tension au voisinage de la cathode (10 V), au voisinage de l'anode (4 V)

et dans l'arc. Cette dernière dépend de la longueur de l'arc, les redresseurs types excitron et ignitron dans lesquels l'arc est plus court (0,15 m) que dans les redresseurs polyanodiques équivalents (1,5 m) ont une chute de tension plus faible : de l'ordre de 15 à 20 V au lieu de 30 V.

42. *Perfectionnements du redresseur.*

1° **Déflecteur.** — Le mercure est vaporisé au voisinage de la tache[1] et un véritable jet de vapeur jaillit de la cathode. Si ce jet arrivait sur l'anode froide, le mercure s'y condenserait. La présence de ce mercure faciliterait l'établissement **d'arc en retour** et devra être évitée par une protection : un **déflecteur,** placé entre la cathode et l'anode, arrête le jet de vapeur, mais est contourné par l'arc (fig. 145).

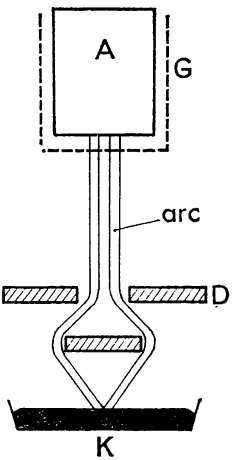


Fig. 145. — *Déflecteur schématisé (D) et grille (G) d'un ignitron.*

2° **Grille négative.** — En alternatif, une anode devient négative par rapport à la cathode quand l'arc s'éteint. Elle est alors bombardée par les ions positifs résiduels[2] et s'échauffe. Bien qu'en graphite, peu émissif, elle risque d'émettre à son tour des électrons et de provoquer ainsi un amorçage pendant les alternances négatives : **c'est l'arc en retour.** L'établissement de celui-ci est facilité par la présence de mercure très émissif sur l'anode d'où la nécessité d'éviter que le mercure n'atteigne celle-ci. Dans les redresseurs polyanodiques les anodes qui ne fonctionnent pas sont négatives par rapport à celle qui fonctionne, l'arc qui existe entre cette dernière et la cathode entretient la présence d'ions positifs dans le tube et le danger est encore plus grand : un arc en retour risque de s'amorcer entre l'anode en service et une anode au repos. Cet arc court-circuiterait deux phases de l'alimentation du redresseur.

On évite ce danger en plaçant au voisinage de l'anode une **grille négative par rapport à la cathode** (fig. 145) : dès que l'arc s'éteint, les ions positifs s'y précipitent et sont neutralisés.

(1) La température d'ébullition du mercure est 358 °C sous 1 atmosphère et plus basse encore à la pression du tube.
(2) La désionisation n'est pas instantanée.

La grille peut être polarisée par tension continue : elle est alors négative même pendant le fonctionnement et augmente un peu la chute de tension et la tension d'amorçage.

La grille peut n'être rendue négative qu'au moment où l'arc s'éteint (ou un peu avant), la tension d'amorçage est alors inchangée.

La grille peut enfin être utilisée comme celle d'un thyratron : **elle commande alors l'instant d'amorçage** et permet de faire varier la tension redressée.

3° **Anodes auxiliaires.** a) *Anode d'allumage.* — Elle sert à produire la tache cathodique à la mise en service. Alimentée par une tension continue, elle est plongée dans le mercure puis relevée pour provoquer l'amorçage. Sa manœuvre peut être manuelle ou électromagnétique : si l'on presse le bouton poussoir, l'électroaimant est excité et attire l'armature de la tige flexible (fig. 146).

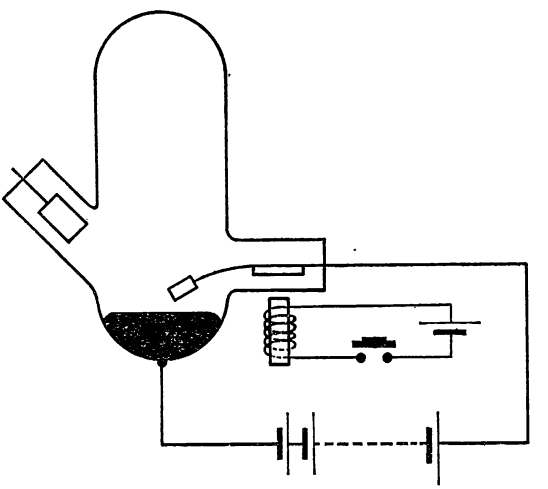


Fig. 146. — *Un procédé d'amorçage.*

b) *Anodes d'entretien.* — Alimentées par un circuit auxiliaire elles sont destinées à assurer la permanence de l'arc pendant les interruptions volontaires ou accidentelles de fonctionnement et permettent la remise en service instantanée.

4° **Remarque.** — L'équipement d'un redresseur varie avec sa nature et son usage; il sera précisé lors de l'étude de chaque type.

43. *Excitron (redresseur à tache entretenue).*

1° **Description.** — C'est un redresseur monoanodique à cathode de mercure comportant une anode principale, une anode d'entretien qui sert à l'amorçage, un déflecteur, une grille de commande et une grille de désionisation.

Sur la figure 147 on voit :

— à gauche : sur le haut, l'anode auxiliaire et le déflecteur; au-dessous : la grille de désionisation;

— au milieu : la grille de commande (en deux parties);

— à droite : l'anode (sur le haut).

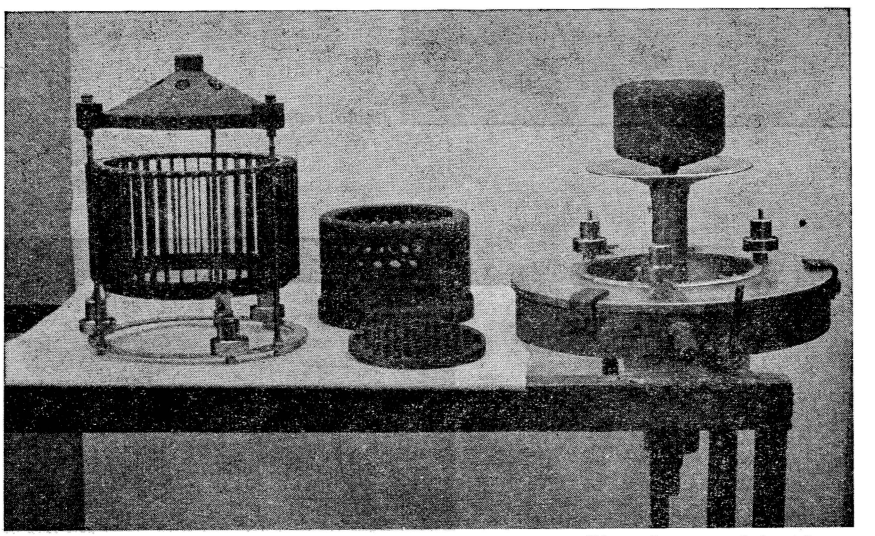


Photo Jeumont-Schneider.

Fig. 147.

Ces éléments sont assemblés sur la figure 148*a*, l'anode est à l'intérieur et n'est plus visible. L'ensemble vient s'emboîter dans la cuve de la figure 148*b* dont le fond contiendra le mercure.

Jusqu'à 1 000 kW, le vide est réalisé à la fabrication et le tube est scellé. Au-dessus, le vide est entretenu par des pompes. L'excitron est refroidi par ventilation ou par circulation d'eau à l'intérieur d'une double paroi.

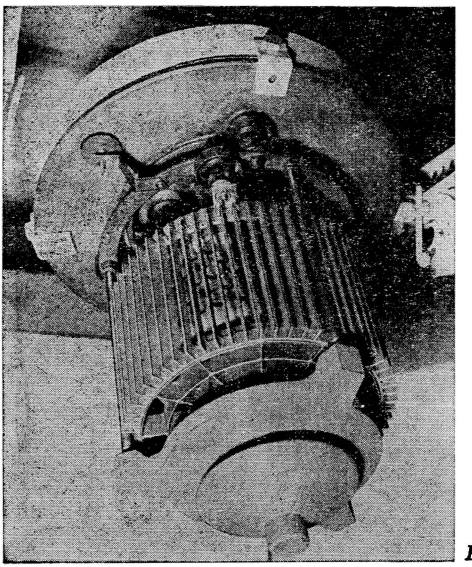


Fig. 148 *a*.

Photo Jeumont-Schneider.

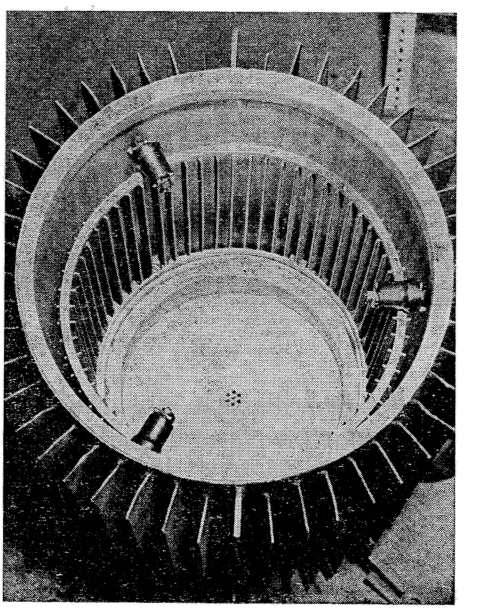


Fig. 148*b*.

Photo Jeumont-Schneider.

2° **Amorçage.** — Il est obtenu par **jet de mercure** sur l'anode auxiliaire à travers les trous du centre de la cuve (fig. 148*b*). En fonctionnemeut et à l'arrêt l'anneau en fer (fig. 149) flotte sur le mercure. A l'amorçage on alimente l'électroaimant; l'anneau est attiré et refoule le mercure qui gicle par le tube central. Ensuite l'anode auxiliaire entretient la tache avec une tension de 50 V et un courant d'une dizaine d'ampères.

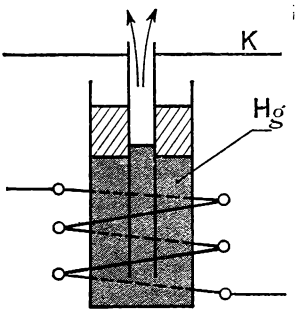


Fig. 149. — *Lorsque la bobine est alimentée, l'anneau descend et le mercure gicle.*

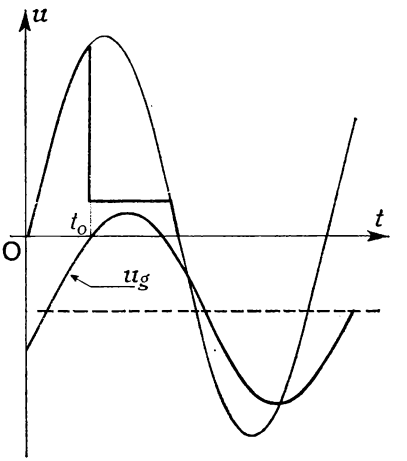


Fig. 150. — *Le déphasage de u_g commande t_0.*

3° **Fonctionnement.** — **L'excitron fonctionne comme un thyratron.** La grille est alimentée par une tension continue invariable en série avec une tension alternative de phase réglable par déphaseur (commande horizontale).

L'amorçage se fait quand la grille devient positive; quand l'arc s'éteint la grille est déjà négative et elle protège l'anode contre un arc en retour (fig. 150).

44. *Ignitron (redresseur à tache périodique).*

1° **Description.** — C'est un redresseur monoanodique à cathode de mercure comportant une anode principale, un déflecteur, une grille de protection et un igniter[1] en carbure de silicium qui produit la tache cathodique au moment voulu.

(1) To ignite (anglais) = enflammer ,s'allumer.

Jusqu'à 1 000 kW les tubes sont scellés, au-delà le vide est entretenu. Ils comportent toujours une double paroi métallique dans laquelle circule l'eau de refroidissement (fig. 151).

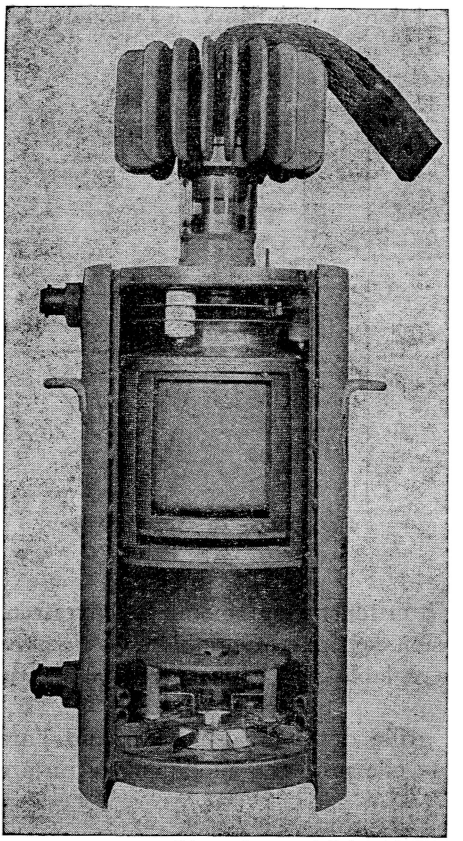


Photo Jeumont-Schneider.

Fig. 151. — *Coupe d'un ignitron.*

Les plus gros d'entre eux peuvent redresser une puissance de 3 600 kW avec un volume réduit : 60 cm de diamètre et 80 cm de hauteur.

2° **L'igniter.** — Le mercure ne « mouillant » pas l'igniter (fig. 152) la très faible distance de séparation permet d'avoir un champ électrique intense qui extrait des électrons de la cathode. L'allumage est obtenu par une tension continue de 600 V et un courant de 150 A. Compte tenu de la faible durée de l'allumage (≈ 1 milliseconde) la puissance moyenne consommée n'excède pas 150 W.

3° **La grille.** — Pour faciliter l'amorçage, et protéger l'anode après extinction, la grille est ali-

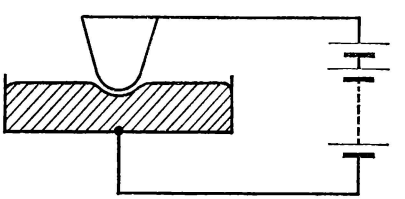


Fig. 152.
Le mercure ne mouille pas l'iguiter.

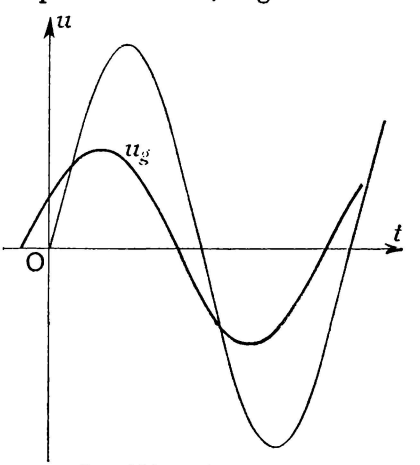


Fig. 153. — *La tension* u_g.

mentée par une tension sinusoïdale en avance de 30° sur la tension principale (fig. 153). La grille est positive à l'amorçage et négative à l'extinction.

4° Amorçage et fonctionnement. — A l'instant où l'on désire amorcer, l'igniter est alimenté par des impulsions de courant. Ces impulsions peuvent être obtenues par décharge d'un condensateur à travers un thyratron. Le condensateur se charge et quand sa tension est suffisante le thyratron s'amorce, un courant intense passe de l'igniter au mercure et provoque l'amorçage. L'instant où ce dernier se produit est déterminé par la tension grille du thyratron (fig. 154). L'arc s'éteint naturellement à la fin de l'alternance.

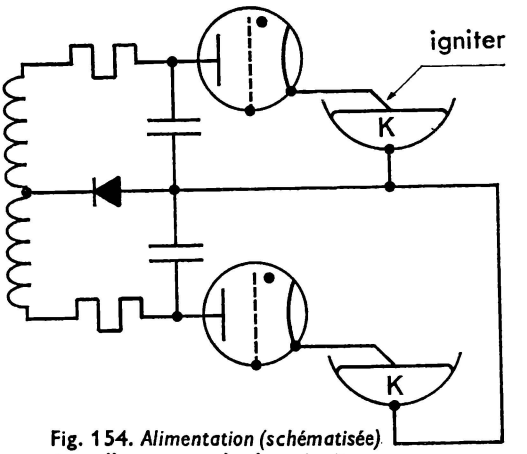


Fig. 154. *Alimentation (schématisée) pour l'amorçage de deux ignitrons.*

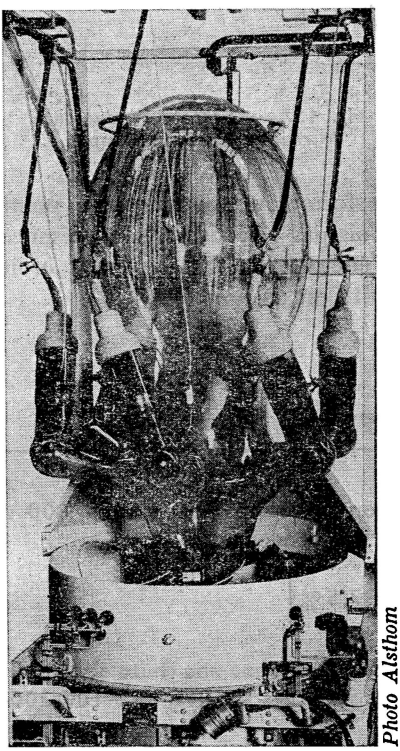


Photo Alsthom

Fig. 155. — *Redresseur polyanodique à paroi en verre.*

45. *Redresseurs polyanodiques.*

1° Description. — Ils comportent plusieurs anodes principales, deux anodes d'entretien et une anode d'amorçage. Leur cathode est en mercure. Chaque anode principale est entourée par une grille de protection qui peut également être utilisée pour

la commande du tube. Jusqu'à 300 kW leur paroi est en verre (fig. 155), ils sont scellés et refroidis par ventilation, au-delà, ils sont métalliques, à vide entretenu, et refroidis par circulation d'eau. Pour les grandes puissances ils sont avantageusement remplacés depuis 1950 par les excitrons et les ignitrons et, depuis 1960 par les redresseurs secs.

2° **Amorçage et entretien.** — L'amorçage est obtenu par une électrode auxiliaire (anode d'amorçage) plongée dans le mercure puis relevée. Des anodes d'entretien assurent la permanence de la tache cathodique. Elles sont alimentées par un transformateur monophasé à point milieu (fig. 156). L'arc s'éteindrait deux fois par période sans la présence de la « self ». Celle-ci emmagasine de l'énergie quand le courant croît et la restitue quand il décroît, la continuité est assurée (fig. 157).

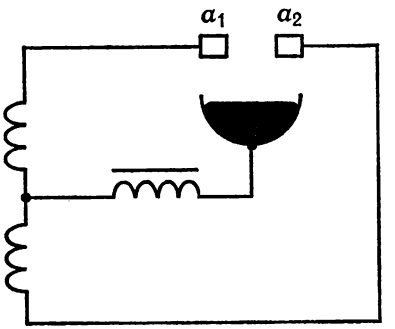


Fig. 156.
Alimentation des anodes d'entretien.

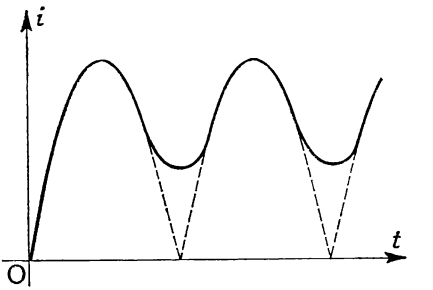


Fig. 157. — *Grâce à l'inductance le courant est ininterrompu.*

EXERCICES

8. 01. — Un ignitron fournit une tension redressée moyenne de 600 V avec une chute de tension de 15 V. Quel est son rendement?

$$\left[\text{Réponse : } \frac{600}{615} = 97{,}5\,\%\right]$$

8. 02. — Un redresseur à vapeur de mercure provoque une chute de tension 20 V, calculer son rendement pour les tensions « utiles » suivantes : 100-200-300-400-500 V.

8. 03. — Un excitron fournit 400 A avec une chute de tension de 16 V. Quelle est l'énergie dissipée dans le tube?

Réponse : [6,4 kW]

8. 04. — Un ignitron fournit 10 kA sous 600 V pendant 1 seconde avec des temps de repos de 29 s. Calculer la puissance de pointe et la puissance moyenne. [*Réponse :* 6 000 kW; 200 kW].

8. 05. — La puissance perdue dans un ignitron est 10 kW. Sachant que toute la chaleur est évacuée par l'eau de refroidissement qui entre à 15 °C et sort à 30 °C, quel doit être le débit de celle-ci? (chaleur massique de l'eau 4 180 J/kg. deg.). [*Réponse :* 0,16 l/s.]

PROBLÈMES

A. RÉSOUDRE.

8. 06. — Un excitron fournit 1 500 A sous une tension de 600 V. La chute de tension est de 20 V. Il est refroidi par une circulation d'eau qui entre à 15 °C et dont le débit est 0,5 litre par seconde.

1° Quel est le rendement de l'excitron?

2° Quelle est la température de l'eau à la sortie? On rappelle que la chaleur massique de l'eau est 4 180 J/kg. deg.

9

APPLICATIONS DU REDRESSEMENT

45. *Utilisations des redresseurs.*

1° **Historique.** — Environ le quart de l'énergie électrique produite sous forme alternative sinusoïdale par les centrales est finalement consommée sous forme continue et, par conséquent, doit être convertie avant consommation.

Jusqu'en 1930 cette conversion était effectuée par des machines tournantes : commutatrices et groupes Ward-Léonard. A partir de 1930 et jusqu'en 1950, on utilise les redresseurs polyanodiques (à vapeur de mercure). De 1950 à 1960, les redresseurs monoanodiques du type excitron et du type ignitron ont la préférence. Enfin, en 1960, l'apparition des redresseurs secs (à jonction), contrôlés ou non, a pratiquement éliminé les anciens systèmes qui ne sont plus fabriqués que pour le dépannage d'installations existantes.

2° **Résumé des propriétés des redresseurs.** — a) *Nous connaissons deux types de redresseurs :* les diodes simples et les redresseurs commandés. Les diodes simples sont passantes dès que le potentiel de leur anode devient supérieur à celui de leur cathode. Dans le cas contraire elles sont bloquées ou non passantes.

Les redresseurs commandés sont, bien entendu, bloqués si leur anode est négative mais, de plus, ils peuvent rester bloqués avec une anode positive et n'être rendus passants que par intervention du dispositif de commande. L'amorçage pouvant être obtenu en tout point de l'alternance positive (anode positive).

b) Les diodes simples sont : les diodes à vide, les diodes à gaz (phanotron, redresseur à vapeur de mercure) et les diodes à jonction.

Les redresseurs commandés sont à gaz (thyratron, ignitron, excitron) ou à jonction (thyristor).

Seuls sont encore fabriqués en grande quantité les diodes à jonction et les thyristors ainsi que des ignitrons pour postes de soudure.

46. *Redressement monophasé, bialternance, commandé.*

1° Il est obtenu avec un transformateur à point milieu et deux redresseurs commandés, thyratrons par exemple (fig. 158).

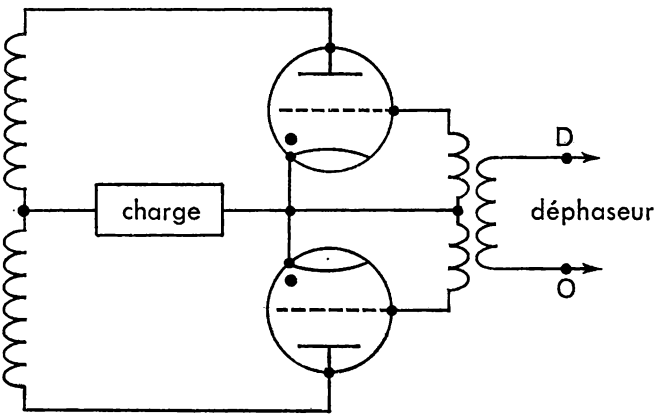


Fig. 158. — *Commande de deux tubes par déphaseur.*

2° **Tension entre les bornes de la charge.** — Elle est unidirectionnelle et périodique; notons que sa fréquence est le double de celle de la tension sinusoïdale dont elle provient (fig. 159). Nous continuons de répérer les temps par rapport à la période T de cette dernière. Nous nous proposons de calculer la valeur moyenne de la tension entre les bornes de la charge. Soit $u = U_m \sin \omega t$ la tension alternative, t_0 l'instant d'amorçage du premier redresseur et $t_0 + T/2$, l'instant d'amorçage du second. Par définition nous avons :

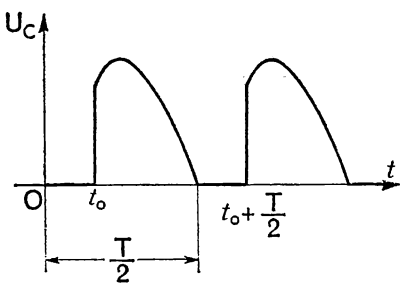


Fig. 159.

$$U_{moy} = \frac{\int_{t_0}^{T/2} U_m \sin \omega t \, . \, dt}{\frac{T}{2}}$$

$$= \frac{2U_m}{T} \int_{t_0}^{T/2} \sin \omega t \, . \, dt$$

$$= \frac{2U_m}{T} \left| \frac{-\cos \omega t}{\omega} \right|_{t_0}^{T/2} = \frac{2U_m}{\omega T} [-(\cos \omega T/2 - \cos \omega t_0)] = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \omega t_0)$$

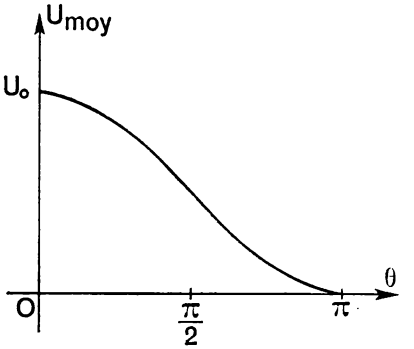


Fig. 160. — *Graphe* $U_{moy} = f(\theta)$.

et en appelant $\theta = \omega t_0$ l'angle de retard

$$U_{moy} = \frac{U_m}{\pi}(1 + \cos\theta)$$

pour $\theta = 0$, on retrouve la valeur $U_{moy} = \frac{2U_m}{\pi}$ que nous notons U_0 et la formule devient :

$$\boxed{U_{moy} = \frac{U_0(1+\cos\theta)}{2}}$$

La figure 160 donne le graphe de U_{moy} en fonction de θ.

47. *Redressement polyphasé commandé. Valeurs moyennes.*

1° Commutation naturelle. — Il y a commutation naturelle si un redresseur devient conducteur à l'instant précis où le potentiel V de son anode devient supérieur aux potentiels des autres anodes, c'est-à-dire si le système de commande le débloque à cet instant. Dans ces conditions, il cesse d'être conducteur quand le potentiel de son anode n'est plus supérieur à ceux des autres anodes. Le fonctionnement du système est alors rigoureusement identique à celui qui serait obtenu avec des redresseurs simples et les valeurs moyennes sont les mêmes. Nous récapitulons les principaux résultats trouvés dans le premier chapitre :

TYPE DE REDRESSEMENT	TENSION MOYENNE
Triphasé simple	$0{,}827U_m$
Triphasé en pont de Graëtz ou hexaphasé simple. .	$0{,}955U_m$

2° Commutation forcée. — Il y a commutation forcée lorsque le système de commande débloque les redresseurs avec un temps de retard t_0 (angle de retard $\theta = \omega t_0$) par rapport à l'instant où le redresseur devrait devenir conducteur si la commutation était naturelle.

Pour plus de clarté raisonnons sur le redressement triphasé simple (fig. 161). Avec la commutation naturelle (fig. 162), le redresseur 2 de la

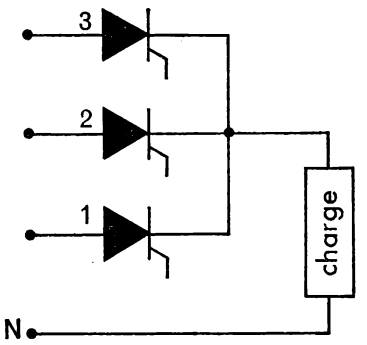


Fig. 161.

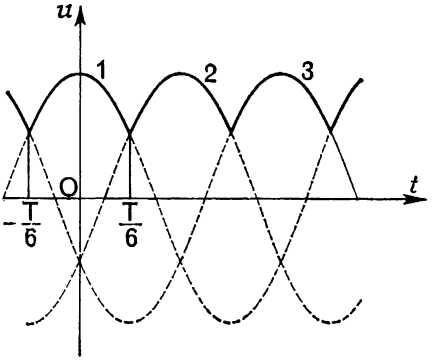


Fig. 162. — *Commutation naturelle.*

phase 2 devient passant à l'instant T/6 et au même instant le redresseur 1 cesse d'être passant (chap. 3, p. 43). Si le redresseur 2 n'est débloqué qu'à l'instant T/4, dans l'intervalle (T/6 ; T/4) **il ne peut conduire** bien que le potentiel V_2 de son anode soit devenu supérieur au potentiel V_1 de l'anode du redresseur 1 et c'est ce dernier (dont l'anode est

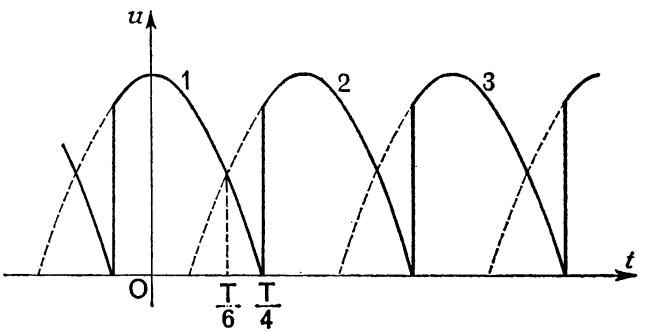


Fig. 163. - θ= 30°.

encore à un potentiel $V_1 > V_3$) qui continue à conduire. Le graphe de la tension obtenue est celui de la figure 163. L'angle de retard est sur cette figure :

$$\theta = \omega(T/4 - T/6) = \frac{\omega T}{12} = \frac{\pi}{6} \text{ rd } (30^0).$$

3° **Valeur moyenne avec commutation forcée.** — Soit $u = U_m \cos \omega t$ la tension de la phase 1. En commutation naturelle, l'intervalle de fonctionnement du redresseur 1 est (—T/6 ; T/6). Si $\theta = \omega t_0$ est l'angle de retard introduit par la commutation forcée, l'intervalle d'ouverture devient (—T/6 + t_0 ; T/6 + t_0) et la valeur moyenne est :

$$U_{moy} = \frac{\int_{-T/6+t_0}^{+T/6+t_0} U_m \cos \omega t \, . \, dt}{\frac{T}{3}} = \frac{3U_m}{T} \left| \frac{\sin \omega t}{\omega} \right|_{-T/6+t_0}^{+T/6+t_0}$$

$$= \frac{3U_m}{\omega T} [\sin (\omega T/6 + \omega t_0) - \sin (-\omega T/6 + \omega t_0)] \quad \text{(v. note 1)}$$

$$= \frac{3U_m}{2\pi} \times 2 \sin \frac{\omega T}{6} \cos \omega t_0 \quad \text{et, puisque} \quad \sin \frac{\omega T}{6} = \sin \frac{\pi}{3} = \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$U_{moy} = \frac{3U_m}{2\pi} \times \sqrt{3} \times \cos \omega t_0 = \frac{3\sqrt{3} U_m \cos \theta}{2\pi}.$$

Rappelons que pour des redresseurs simples, donc en commutation naturelle, la tension moyenne est $\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m$ (Redressement triphasé simple formule 3, p. 8), désignons par U_0 cette valeur, il vient :

$$\textbf{(13)} \qquad \boxed{U_{moy} = U_0 \cos \theta}$$

REMARQUE. — Si le débit se fait sur résistance pure, cette formule n'est valable que si le courant est ininterrompu donc, dans le cas du triphasé, si $t_0 \leqslant T/12$ soit $\theta \leqslant 30^0$. Si θ est supérieur à 30°, la tension et le courant ont l'allure donnée figure 164.

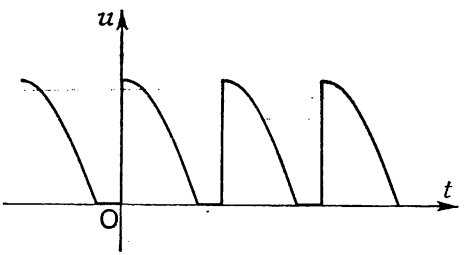


Fig. 164. — *Avec un angle de retard de 60°.*

(1) Rappelons : $\sin p - \sin q = 2 \sin \frac{p-q}{2} \cos \frac{p+q}{2}$.

4° **Filtrage.** — Le filtrage des tensions obtenues par redressement est indispensable si l'on veut avoir une tension continue. Ce filtrage s'effectue généralement avec une inductance. dite « self de filtrage ». Lorsque l'inductance de la « self » est suffisante pour que le courant soit ininterrompu quel que soit l'angle de réglage et, dans la mesure où la résistance de la « self » est négligeable, **la tension sensiblement continue qui en résulte est égale à la valeur moyenne de la tension ondulée qui existait avant filtrage,** elle est donc donnée par la formule 13. Les formules de valeurs moyennes établies pour un débit sur résistance pure au cours des trois premiers chapitres sont également valables s'il y a filtrage. Les formules donnant les valeurs efficaces ne sont plus valables.

5° **Redressement polyphasé quelconque.** — Sous réserve que le courant soit ininterrompu, la formule 13 est valable dans le cas général c'est-à-dire quel que soit le nombre de phases. La tension délivrée par un système de redresseurs commandés est donc :

$$U_{moy} = U_0 \cos \theta$$

où θ est l'angle de retard et U_0 la tension moyenne obtenue avec la commutation naturelle. Le facteur $\cos\theta$ est le **facteur de réglage.** Le graphe $U_{moy} = f(\theta)$ est donné figure 165.

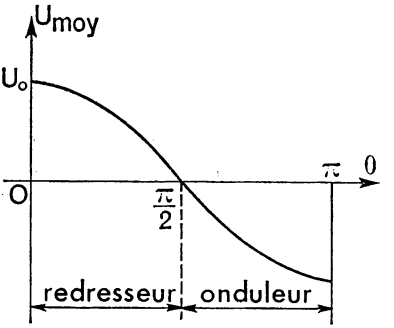


Fig. 165.

6° **Fonctionnement en onduleur.** — On peut se demander à quoi correspond la courbe 165 pour $\theta > \pi/2$ soit $\cos\theta < 0$, quand la tension moyenne est négative. On montre que le système peut alors fonctionner en **onduleur :** alimenté par une tension continue de polarités inversées (par rapport aux polarités obtenues en redressant), le système fournit de l'énergie au réseau alternatif. On voit tout l'intérêt que peut présenter ce cas : en traction électrique, par exemple, on pourra freiner les trains et récupérer leur énergie cinétique en faisant débiter les moteurs à courant continu (devenus génératrices) sur le réseau alternatif par l'intermédiaire de l'onduleur.

48. *Moteurs à vitesse variable.*

1° **Intérêt.** — Pour de nombreuses applications il est nécessaire d'avoir un moteur à vitesse variable : traction électrique, laminoir, machines-outils, monte-charge...

Les moteurs synchrones ne conviennent évidemment pas, les moteurs asynchrones non plus puisque leur vitesse est toujours voisine du synchronisme. Les moteurs alternatifs à collecteur sont à rejeter à cause de leur mauvaise commutation, seuls les moteurs à courant continu conviennent. En effet leur vitesse, donnée par la formule $n = \frac{U - RI}{N\Phi}$, peut être réglée soit par action sur la tension d'alimentation de l'induit, soit par action sur le flux.

2° **Réglage de la vitesse des moteurs continus.** — Dans le cours de machines [1] nous avons essentiellement étudié le fonctionnement de ces moteurs sous tension d'induit constante avec réglage de la vitesse par action sur le flux. Avec un moteur à excitation séparée, les systèmes de redresseurs commandés vont nous permettre de faire varier économiquement les tensions d'alimentation de l'induit et de l'inducteur et d'obtenir ainsi un réglage de la vitesse depuis zéro jusqu'à la valeur nominale et même au delà.

3° **Procédés de réglage de la vitesse.** — a) *Réglage de la tension de l'induit* : l'inducteur est supposé alimenté sous tension constante, le flux est donc constant. En première approximation, on peut négliger RI devant U puisque, même pour le courant nominal, la chute de tension est au plus égale à quelques pour cent de U; on a donc :

$$n = \frac{U - RI}{N\Phi} \approx \frac{U}{N\Phi} = kU.$$

La vitesse est proportionnelle à la tension de l'induit.

Si le couple résistant du système entraîné par le moteur est constant, le couple électromagnétique du moteur, qui lui est sensiblement égal, est constant aussi : $M = \frac{N}{2\pi} I\Phi = \text{Cte}$. Or le flux est constant, le moteur fonctionne donc à **courant constant.**

(1) NIARD, Machines classes de TF 1 et TF 3 (BT*n*).

Ce mode de fonctionnement est improprement dit « **à couple constant** », en fait c'est le couple maximal pouvant être délivré qui est constant, le couple réellement fourni étant, lui, égal au couple résistant de la charge entraînée.

Ce procédé de réglage à tension d'induit variable est utilisé jusqu'à la valeur nominale de la tension, donc de la vitesse.

b) *Réglage de la tension de l'inducteur, donc du flux :* si la tension U de l'induit est maintenue constante, la vitesse est inversement proportionnelle au flux :

$$n = \frac{U - RI}{N\Phi} \approx \frac{U}{N\Phi} = \frac{k'}{\Phi}$$

En diminuant le flux, on pourra ainsi « pousser » le moteur jusqu'à la vitesse maximale autorisée par le constructeur (120 % de la valeur nominale, par exemple).

En général ce mode de réglage de vitesse est utilisé à puissance utile constante. En négligeant les pertes on aura donc $UI = C^{te}$ et, puisque U est invariable le **courant absorbé par l'induit sera constant** à nouveau. Par contre, le couple moteur, proportionnel au seul flux, diminuera comme celui-ci.

c) Avec la mise en œuvre des deux procédés de réglage, le premier jusqu'à ce que la vitesse nominale soit atteinte et le second ensuite, le couple maximal du moteur sera constant jusqu'à la vitesse nominale et inversement proportionnel à la vitesse ensuite (fig. 166, courbe en trait fort).

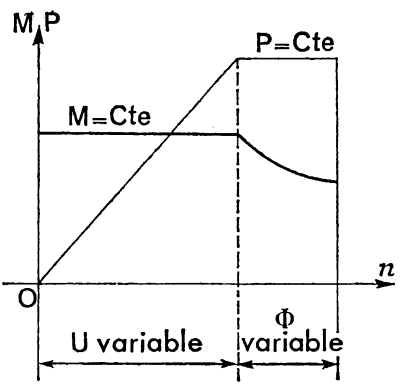


Fig. 166.

La puissance utile du moteur est, en négligeant les pertes, égale à UI. Le courant étant constant, cette puissance variera comme la tension U (fig. 166, courbe en trait fin).

4° Avantages du mode de fonctionnement par réglage des tensions. — Outre le fait d'offrir un moteur dont la vitesse peut varier dans de larges limites, il donne également la possibilité d'effectuer le démarrage sans rhéostat. Il suffit d'appliquer à l'induit une tension de l'ordre de RI pour que celui-ci démarre avec son couple maximal, et ce, sans surintensité.

49. *Variateurs électroniques de vitesse.*

1° **Constitution.** — Ce sont des équipements avec redresseurs contrôlés à vapeur de mercure (essentiellement des ignitrons) ou, surtout depuis quelques années, avec des thyristors.

2° **Alimentation de l'inducteur.** — Étant donné le peu d'énergie nécessaire, elle se fait en monophasé; soit en bialternance avec un transformateur à point milieu, soit avec un pont de Graëtz. Nous donnons deux schémas : l'un (fig. 167) du premier type avec possibilité d'inverser le sens du courant inducteur donc le sens de rotation, l'autre (fig. 168) du second type sans possibilité d'inversion.

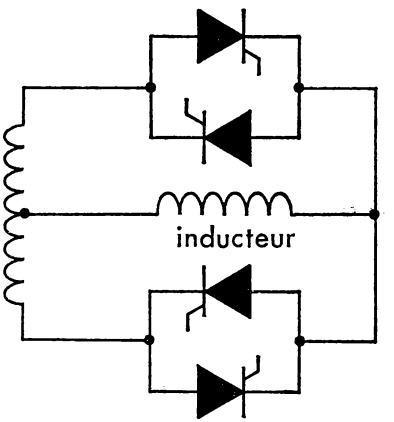


Fig. 167. — *Avec inversion de marche.*

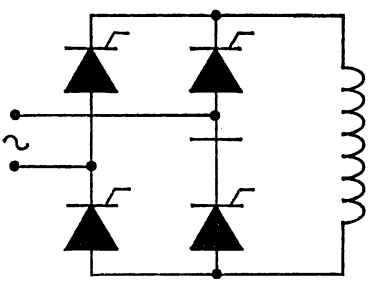


Fig. 168. — *Sans inversion de marche.*

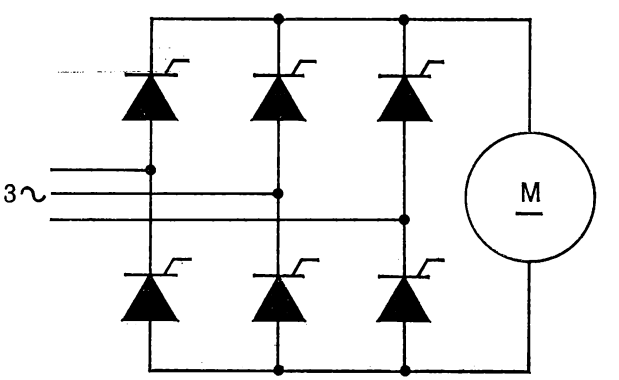


Fig. 169.

3° **Alimentation de l'induit.** — La puissance nécessaire est souvent très grande (des milliers de kW), il est donc préférable, quand c'est possible, d'utiliser du triphasé. Nous donnons un schéma avec pont de Graëtz (fig. 169) sans inversion de sens de rotation, pour avoir la possibilité d'inversion il faut doubler le pont. Remarquons que ces systèmes permettent la récupération de l'énergie par fonctionnement du pont en onduleur.

50. *Évolution des équipements en traction électrique.*

1° Avant 1950, la préférence est donnée à l'alimentation des lignes (caténaires) en 1 500 V « continu ». Cette tension est fournie par des sous-stations échelonnées tous les 15 km environ. C'est ainsi que fut équipée la ligne Paris-Lyon.

2° De 1950 à 1960, sur Lyon-Marseille par exemple, on conserve les sous-stations mais elles utilisent des excitrons. D'autres lignes, au contraire (région Nord-Est) sont alimentées en alternatif 50 Hz et la conversion en continu se fait sur la locomotive avec des ignitrons.

3° Depuis 1960, les lignes nouvelles sont toutes alimentées en alternatif et la conversion s'effectue sur la locomotive même avec des redresseurs à jonction, contrôlés ou non.

4° Les lignes du métropolitain sont alimentées en continu 750 V par des sous-stations dans lesquelles les redresseurs à vapeur de mercure ont peu à peu été remplacés par des redresseurs à jonction. Le gain de place a permis de porter la puissance unitaire de chaque sous-station de 1 750 kW à 2 300 kW et d'augmenter ainsi la cadence des rames.

51. *Autres utilisations.*

1° **Électrochimie et électrométallurgie.** — La fabrication de certains produits chimiques, de l'aluminium et l'affinage des métaux nécessitent des puissances énormes sous forme de courant continu. La conversion s'effectue avec des redresseurs non contrôlés chaque fois qu'il n'est pas nécessaire de disposer d'une tension variable. L'utilisation de diodes à jonction a permis, là aussi, un gain de place, de poids et de sécurité de fonctionnement.

2° **Soudure électrique.** — L'énergie nécessaire à une soudure doit avoir une valeur bien déterminée et être fournie en un temps très réduit de l'ordre de quelques périodes de 1/50 s. Il est donc indispensable de contrôler avec précision les instants d'ouverture et de fermeture du circuit. On utilise pour cela deux ignitrons montés « tête-bêche » qui assurent le passage du courant dans les deux sens (il n'y a pas de redressement). Le contacteur C (fig. 170) ferme le circuit pendant une durée bien déterminée grâce à une temporisation. Si le pôle plus

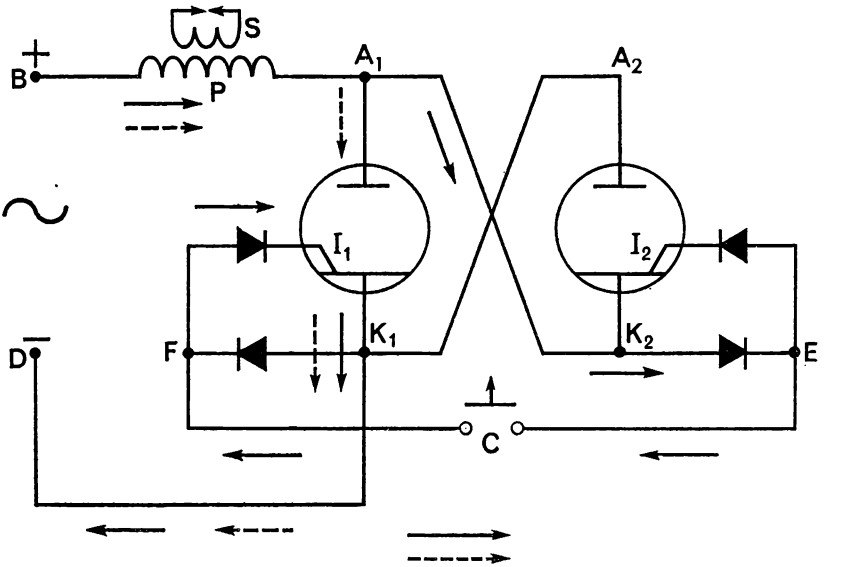


Fig. 170.

La flèche pleine : courant avant amorçage de l'ignitron 1.
La flèche en pointillé : courant après amorçage de l'ignitron 1.

se trouve en B, le courant s'établit à travers l'igniter I_1 par le circuit $BA_1K_2ECFI_1K_1D$. L'ignitron s'amorce quand la tension est suffisante et l'igniter se trouve court-circuité par l'arc, le courant suit alors le circuit BA_1K_1D. Quand le plus est en D, c'est l'autre ignitron qui fonctionne. Le primaire P du transformateur est traversé par un courant alternatif et le secondaire, qui comporte très peu de spires, fermé par les électrodes et les pièces à souder (pratiquement en court-circuit) fournit un courant, alternatif aussi, très intense mais sous faible tension.

Le système peut être perfectionné et permettre un choix de l'instant d'amorçage si les ignitrons sont commandés par des thyratrons ou des thyristors.

EXERCICES

9. 01. — Calculer la valeur moyenne de la tension délivrée par un système de redressement, monophasé, bialternance, formé de thyristors, et débitant sur une résistance pure, pour les angles de retard suivants : 30^0; 45^0; 60^0; 90^0; 120^0; 145^0. La valeur efficace de la tension alternative est 220 V.

[*Réponse* pour 30^0 : 185 V.]

9. 02. — La valeur moyenne de la tension délivrée par un système hexaphasé est 150 V en commutation naturelle. Calculer la tension obtenue en commutation forcée pour les angles de retard suivants : 30^0; 45^0; 60^0; 75^0.

[*Réponse* pour 60^0 : 75 V.]

9. 03. — La vitesse d'un moteur est 1 500 tr/mn quand la tension appliquée à l'induit est 230 V. En négligeant la chute de tension RI, calculer la vitesse pour les tensions d'induit suivantes : 50; 100; 150; 200 V.

On supposera que le flux reste constant.

[*Réponse* pour 150 V : 980 tr/mn.]

9. 04. — Un poste de soudure fournit un courant de 10 kA sous une tension de 1,5 V (50 Hz). Quelle est l'énergie délivrée en 10 périodes complètes si le facteur de puissance est 0,75?

PROBLÈMES

A RÉSOUDRE.

9. 05. — On considère un système de redressement hexaphasé simple avec redresseurs commandés. En notant $u = U_m \cos\omega t$ la première tension,

1° déterminer la durée d'ouverture pour un redresseur.

2° Calculer la valeur moyenne de la tension obtenue en commutation naturelle.

3° Retrouver la formule $U_{moy} = U_0 \cos\theta$ lorsque la commutation est forcée et l'angle de retard θ.

9. 06. — On donne les caractéristiques nominales d'un moteur à courant continu :

— induit : $U = 230$ V $\quad n = 1\,000$ tr/mn $\quad I = 120$ A $\quad R = 0{,}1\ \Omega$.

— inducteur : $i = 5$ A $\quad r = 15\ \Omega$.

On suppose que le flux produit par l'inducteur est proportionnel au courant d'excitation i.

1° Montrer que la force contre-électromotrice du moteur peut s'écrire $E = kni$ et calculer la valeur de k quand n est exprimé en tr/mn.

2° L'induit et l'inducteur sont alimentés séparément par des tensions variables. Le réglage de vitesse est obtenu par des variations de la tension U de l'induit jusqu'à la vitesse nominale (le courant d'excitation étant alors égal à 5 A) et par des variations de la tension u de l'inducteur au delà de la vitesse nominale (la tension U étant alors égale à 230 V). Le courant $I = 120$ A reste constant quel que soit le procédé de réglage de vitesse.

a) Déterminer la vitesse de rotation pour les tensions U suivantes : 40; 80; 120; 160; 200.

b) Calculer la tension u qui permet d'obtenir la vitesse $n = 1\,250$ tr/mn.

c) Calculer la valeur numérique du couple moteur pour les différentes vitesses calculées ou données dans l'énoncé.

9. 07. — L'inducteur d'un moteur à courant continu est alimenté sous tension constante par des redresseurs simples montés en pont de Graëtz monophasé. L'induit est alimenté par le secondaire d'un transformateur triphasé Dy à travers trois thyristors. La tension entre phases, appliquée au primaire, est 20 kV; 50 Hz.

La vitesse est $n = 2\,100$ tr/mn quand la tension continue appliquée à l'induit est $U = 460$ V.

1° Exécuter un schéma de l'installation.

2° Déterminer le rapport N_2/N_1 des nombres de spires du transformateur pour que la tension délivrée par le pont en commutation naturelle soit de 460 V.

3° L'angle de retard à l'amorçage de chaque thyristor est fixé par un pont déphaseur alimenté en 50 Hz et dont la capacité invariable est 5 μF. *a*) Pour quelle valeur minimale de R y a-t-il commutation forcée? *b*) Tracer le graphe de la vitesse du moteur en fonction de la résistance R du déphaseur (on négligera la résistance de l'induit : $E \approx U$).

10

GÉNÉRALITÉS SUR L'AMPLIFICATION

52. *Amplificateurs.*

1° **Définition.** — On appelle amplificateur, tout système capable de produire une puissance, dite de **sortie,** supérieure à la puissance, dite **d'entrée,** qui lui est fournie.

2° **Exemples.** — Outre les amplificateurs à tubes et à transistors qui feront l'objet des chapitres suivants, citons la génératrice à excitation indépendante (fig. 171). Par exemple, soit une machine susceptible de fournir une puissance de 100 kW, alors qu'il suffit d'une puissance beaucoup plus faible, 1 kW, pour l'exciter. Il ne faudrait pas croire que les 99 kW supplémentaires sont produits « *gratuitement* » par la génératrice, en réalité c'est le moteur d'entraînement qui fournit ces 99 kW et aussi les quelques kilowatts correspondant aux diverses pertes. La machine n'est un amplificateur de puissance que si elle est vue sous un aspect purement électrique (son rendement reste inférieur à l'unité).

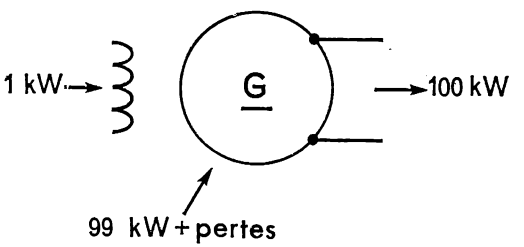


Fig. 171.

De même les amplificateurs qui seront étudiés puiseront de l'énergie dans les sources de courant continu qui alimenteront leur circuit anodique (tube) ou leur circuit collecteur (transistor) et leurs rendements seront inférieurs à l'unité.

53. *Classification sommaire des amplificateurs à tubes et à transistors.*

1° **Selon leur montage.** — Il existe pour les tubes et les transistors trois possibilités de montages, selon l'électrode qui est commune : cathode ou émetteur, anode ou collecteur, grille ou base.

2° Selon les fréquences d'utilisation :

— *Audio-fréquences* (de 50 Hz à 20 kHz, fréquences audibles);
— *Moyennes fréquences* (de 10 kHz à 1 000 kHz);
— *Hautes fréquences* (au delà de 1 MHz).

3° Suivant le mode de liaison d'un étage amplificateur au suivant. — Liaison par résistance et capacité, liaison par transformateur.

4° Suivant leur rôle.

a) Amplificateur de tension ou de courant. — Dans ce cas on cherche un grand gain en tension ou en courant, mais la puissance de sortie reste faible.

b) *Amplificateur de puissance.* — Leur rôle est de fournir une puissance de sortie aussi grande que possible. Il s'agit généralement du dernier étage d'un ensemble amplificateur.

5° Selon leur sélectivité. — Si l'amplification ne doit porter que sur une bande étroite de fréquences, l'amplificateur est **sélectif.** Si l'amplification concerne une bande de fréquences très étalée, il est à **large bande.**

54. *Amplification et gain d'un amplificateur.*

1° Définition. — L'amplification est le rapport de la grandeur de sortie à la grandeur d'entrée correspondante. Elle concerne aussi bien les tensions et les courants que les puissances.

— tension : $A_u = \frac{U_s}{U_e}$

— courant : $A_i = \frac{I_s}{I_e}$

— puissance : $A_p = \frac{P_s}{P_e}$

On a évidemment : $A_p = |A_u| \times |A_i|$.

2° Gain en décibels. — L'amplification en puissance d'un amplificateur est souvent énorme : plusieurs centaines de milliers et même

davantage, aussi, préfère-t-on considérer le **gain** qui est le **logarithme décimal** du rapport A_p des puissances [1] :

$$G' = \log A_p$$

ce gain G' s'exprime en bels, exemple :

$A_p = 10^4 \longrightarrow G' = 4$ bels
$A_p = 2.10^4 \longrightarrow G' = 4{,}3$ bels.

L'unité usuelle est le **décibel (dB),** on évite ainsi souvent d'avoir des nombres décimaux. Le gain G exprimé en décibels est égal à dix fois le gain exprimé en bels :

$$G = 10\ G' = 10 \log A_p$$

(14) $\boxed{G = 10 \log A_p}$

3° Rappelons que la puissance fournie à une résistance peut s'exprimer par l'une des formules $P = RI^2$ ou $P = \frac{U^2}{R}$. Autrement dit, le rapport de deux puissances est égal, pour une même résistance, au carré du rapport des tensions ou des courants correspondants; puisque $\log x^2 = 2 \log x$, si l'on veut obtenir le même gain G par un calcul sur les puissances et par un calcul sur les tensions (ou les courants) il faut écrire :

(14 *bis*) $\boxed{G = 20 \log A_u}$ ou $\boxed{G = 20 \log A_i}$

4° **Quelques gains.**

A_p	1	2	10	100	10^3	10^4	10^6
G(dB)	0	3	10	20	30	40	60
A_u	1	$\sqrt{2}$	$\sqrt{10}$	10	$10\sqrt{10}$	100	10^3

(1) De plus, avec un amplificateur pour audiofréquences, la sensation auditive est proportionnelle au logarithme log A_p de l'excitation et non à l'excitation A_p elle-même (loi de Fechner).

55. *Bande passante d'un amplificateur.*

1° **Amplificateur idéal.** — C'est un amplificateur qui amplifierait de la même façon (même gain) tous les signaux que l'on désire amplifier, et ce quelle que soit leur fréquence, et qui éliminerait totalement les signaux que l'on ne désire pas amplifier. Un tel amplificateur n'existe pas.

2° **Amplificateur réel.** — Son gain a l'allure indiquée (fig. 172); il est sensiblement constant dans une bande de fréquences donnée et

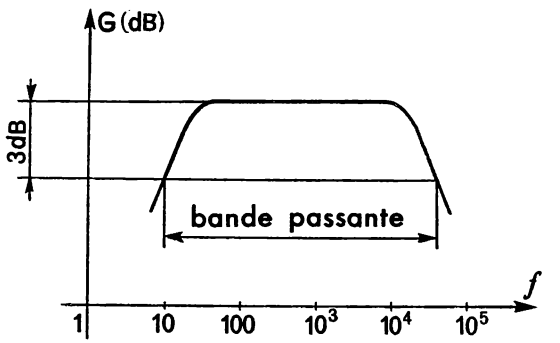


Fig. 172. — *Bande passante.*

diminue progressivement aux deux extrémités. Il est nécessaire de fixer une « tolérance » sur le gain à l'intérieur de la bande passante; on a décidé de considérer le gain comme sensiblement constant si l'écart avec la valeur moyenne n'excède pas 3 dB.

3° Définition. — **La bande passante d'un amplificateur est constituée par l'ensemble des fréquences pour lesquelles l'écart du gain par rapport à la valeur moyenne est au plus égal à trois décibels.**

$$\boxed{\text{BANDE PASSANTE} \iff \Delta G \leqslant 3\ \text{dB}}$$

4° Calculons les rapports de puissances et de tensions correspondant à cette valeur :

$$3 = 10 \log A_p \Rightarrow \log A_p = 0{,}3 \Rightarrow A_p = 2$$
$$3 = 20 \log A_u \Rightarrow \log A_u = 0{,}15 \Rightarrow A_u = \sqrt{2}.$$

56. *Comparaison des tubes et des transistors.*

1° **Tubes.** — a) *Inconvénients :* Ils nécessitent une puissance importante pour le chauffage de leur filament ce qui entraîne une diminution de leur rendement.

— Ils sont fragiles (enveloppe en verre et filament).

— Pour leur circuit anodique ils nécessitent une tension assez élevée ce qui impose des générateurs volumineux et un isolement non négligeable.

b) *Avantages :* Leurs caractéristiques sont assez linéaires, leur fonctionnement est insensible à la température. La commande (par la grille) ne demande pas de puissance.

2° **Transistors.** — a) *Inconvénients :* Leurs caractéristiques ne sont pas linéaires et sont modifiées quand la température varie; leur circuit de commande (base) consomme de la puissance.

b) *Avantages :* Ils ne sont pas fragiles, leur alimentation se fait sous basse tension avec des générateurs peu encombrants. Ils ont eux-mêmes un volume et un poids très réduits et permettent une miniaturisation très poussée des ensembles dans lesquels ils se trouvent; on produit des montages complets (circuits intégrés) réalisés sur des plaquettes de dimensions très réduites pouvant comporter des centaines d'éléments par centimètre carré.

3° Aujourd'hui, dans la plupart des utilisations, les transistors sont préférés aux tubes à vide. Notre étude commencera par les amplificateurs à transistors.

EXERCICES

10. 01. — Calculer le gain en décibels connaissant le rapport des puissances de sortie et d'entrée.

[*Réponse* pour la première valeur : 27 dB.]

A_p	500	10^5	200	1 500	300	15.10^3	4.10^4
G	27						

10. 02. — Calculer le gain en décibels connaissant le rapport des tensions de sortie et d'entrée.

[*Réponse* pour la première valeur : 46 dB.]

A_u	200	5 000	150	300	40	1 000	400
G	46						

10. 03. — Calculer le rapport des puissances de sortie et d'entrée et celui des tensions connaissant le gain en décibels.

G	6	10	30	20	50	45	25
A_p	4						
A_u	2						

11

AMPLIFICATION PAR TRANSISTOR
ÉTUDE GRAPHIQUE

57. *Rappels* [1]

1° **Symboles.** — Dans l'attente d'une normalisation, nous avions retenu pour symbole d'un transistor celui qui nous paraissait le plus simple à dessiner et le plus conforme au fonction nement physique interne [1]. Comme finalement c'est l'autre symbole qui a été choisi nous le rappelons (fig. 173).

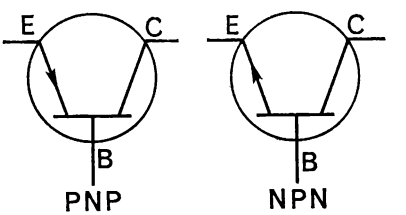


Fig. 173. — *Symboles des transistors (les lettres E, B, C ne font pas partie du symbole).*

2° **Notation.**

— courant d'émetteur : I_E
— courant de collecteur : I_C
— courant de base : I_B
— tension entre émetteur et collecteur : $V_{CE} = V_C - V_E$
— tension entre émetteur et base : $V_{BE} = V_B - V_E$

3° **Conventions de signes** (fig. 174 et 175). — Les trois courants sont positifs quand ils entrent dans le transistor, ils sont négatifs s'ils en sortent.

Les tensions sont mesurées en prenant le potentiel de l'émetteur comme référence.

Avec ces conventions, on a pour un

— transistor NPN : $I_E<0$ $I_B>0$ $I_C>0$ $V_{CE}>0$ $V_{BE}>0$;
— transistor PNP : $I_E>0$ $I_B<0$ $I_C<0$ $V_{CE}<0$ $V_{BE}<0$.

(1) Électronique, 1re F_2 et 1re F_3, NIARD, MASSON ET Cie, éditeurs.

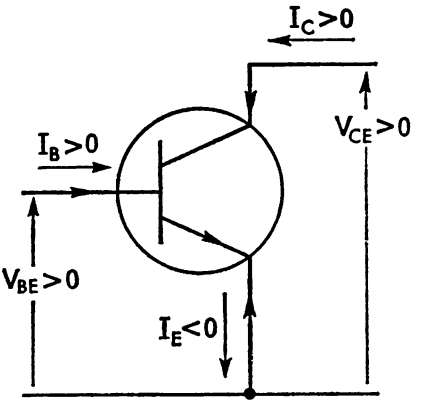


Fig. 174. — *NPN.*

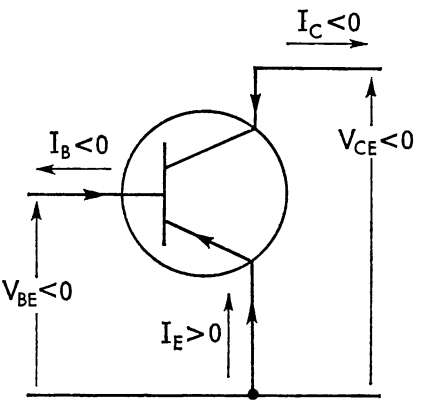


Fig. 175. — *PNP.*

Les conventions: le sens conventionnel d'un courant est indiqué sur le fil, le sens réel est à côté du fil.

4° **Réseaux de caractéristiques.** — Ils sont au nombre de quatre et permettent de définir le comportement du transistor :

— Premier quadrant : $I_C(V_{CE})$ pour diverses valeurs de I_B.

— Deuxième quadrant : $I_C(I_B)$ pour diverses valeurs de V_{CE}.

— Troisième quadrant : $V_{BE}(I_B)$ pour diverses valeurs de V_{CE}.

— Quatrième quadrant : $V_{BE}(V_{CE})$ pour diverses valeurs de I_B.

En fait dans les deuxième et troisième quadrants les caractéristiques sont presque confondues entre elles parce que pratiquement indépendantes de V_{CE}, nous n'en avons tracé qu'une (fig. 176).

REMARQUE : Les graduations sont valables pour un transistor NPN, afin de conserver ces graduations pour un PNP, on porte $-I_C$, $-I_B$, $-V_{CE}$ et $-V_{BE}$ sur les axes.

5° Ces réseaux montrent clairement qu'un faible courant de base pourra commander un courant de collecteur beaucoup plus grand (de l'ordre de 100 fois). Cette propriété est utilisée dans les montages amplificateurs et dans les circuits de commutation.

6° **Paramètres d'un transistor.** — Ils sont définis et peuvent être calculés grâce aux réseaux[1].

a) Résistance de sortie (quadrant 1) :

$$r_s = \frac{dV_{CE}}{dI_C} \quad \text{pour } I_B = \text{constante.}$$

(1) Nous utilisons la notation différentielle (dV_{CE}) pour représenter une variation infiniment petite.

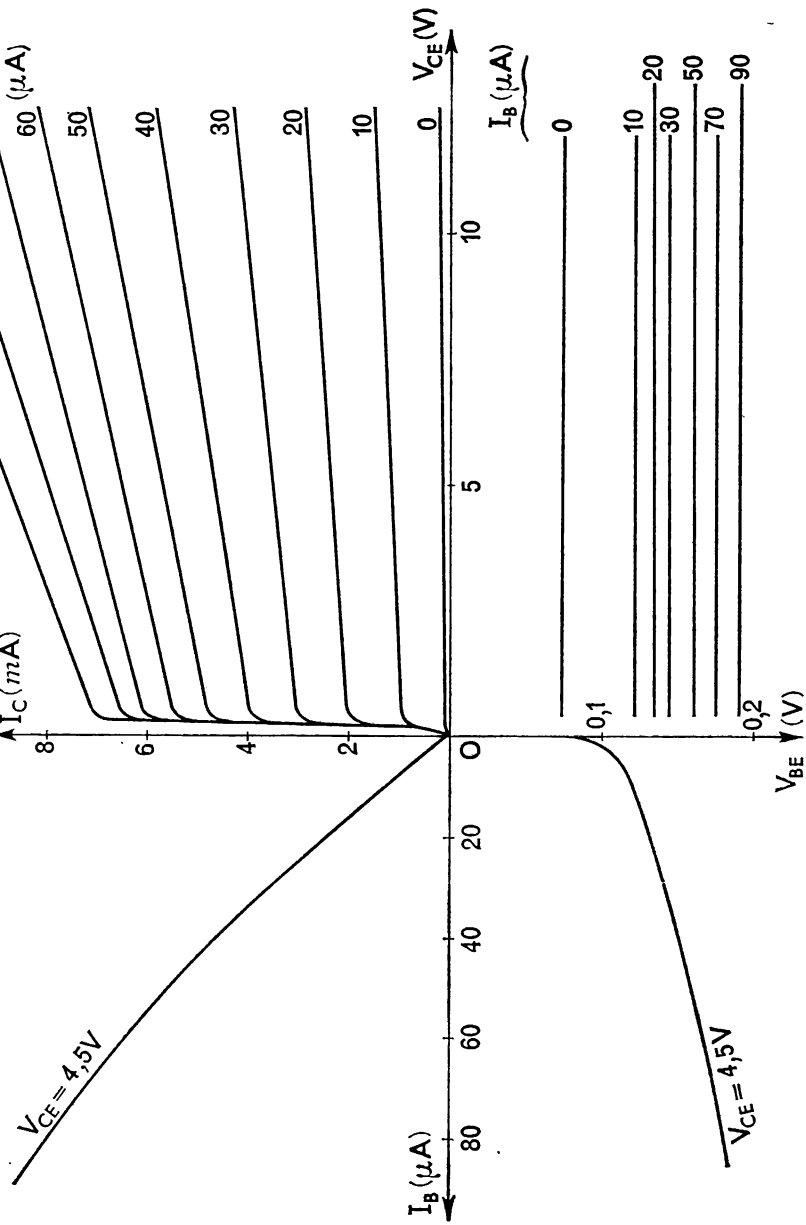


Fig. 176. — *Les quatre réseaux d'un transistor NPN.*

b) Gain statique en courant (quadrant 2) :

$$\beta = \frac{dI_C}{dI_B} \quad \text{pour } V_{CE} = \text{constante.}$$

c) Résistance statique d'entrée (quadrant 3) :

$$r_e = \frac{dV_{BE}}{dI_B} \quad \text{pour } V_{CE} = \text{constante.}$$

d) Rapport de réaction (quadrant 4) :

$$h_{12} = \frac{dV_{BE}}{dV_{CE}} \quad \text{pour } I_B = \text{constante.}$$

REMARQUE : Dans sa partie utile, le réseau $I_C(V_{CE})$ est formé de droites dont nous rappelons l'équation (montage émetteur commun).

$$I_C = \beta I_B + \frac{V_{CE}}{r_s} + I_{CEO}$$

où I_{CEO} est l'intensité du courant de collecteur à circuit de base ouvert.

58. *Le transistor au repos.*

1° **Montage** (fig. 177). — Il permet d'amplifier un signal variable (courant ou tension) de fréquence basse (moins de 20 kHz par exemple) et d'amplitude assez faible. Nous distinguons deux circuits : le **circuit**

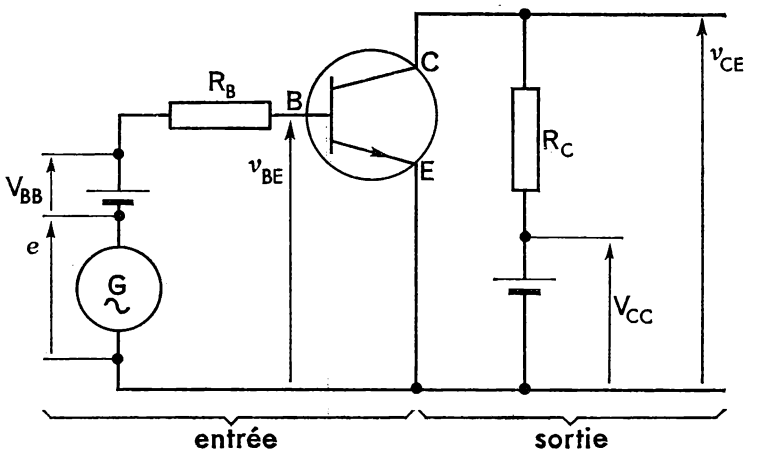


Fig. 177. — *Schéma de principe d'un étage amplificateur.*

d'entrée qui relie la base et l'émetteur et le **circuit de sortie** qui relie l'émetteur et le collecteur. Pour le moment nous supposons que la f.é.m *e* du générateur G d'alternatif est nulle.

2° **Droites de charge** (fig. 178).

a) *Circuit de sortie* : La loi d'Ohm permet d'écrire,

$$V_{CC} = V_{CE} + R_C I_C$$

soit

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{V_{CE}}{R_C}$$

Cette relation est l'équation d'une droite D qui coupe les axes de coordonnées en deux points A et B :

— axe des abscisses :

$$A(I_C = 0 ; \quad V_{CE} = V_{CC})$$

— axe des ordonnées :

$$B\left(I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} ; \quad V_{CE} = 0\right).$$

La « pente » de cette droite est, *compte tenu des échelles*, $-\frac{1}{R_C}$.

b) *Circuit d'entrée* : soit R_B la résistance placée dans le circuit (R_B incluant, éventuellement, la résistance interne du générateur G). La loi d'Ohm donne :

$$V_{BB} = V_{BE} + R_B I_B \quad \Longleftrightarrow \quad V_{BE} = -R_B I_B + V_{BB}.$$

Cette relation est l'équation d'une droite Δ (droite d'attaque) qui coupe les axes de coordonnées en deux points F et G :

— axe des abscisses :

$$F\left(V_{BE} = 0 ; \quad I_B = \frac{V_{BB}}{R_B}\right)$$

— axe des ordonnées :

$$G(V_{BE} = V_{BB} ; \ I_B = 0).$$

La « pente » de cette droite est $-R_B$.

3° **Points de repos** (fig. 178). — En l'absence de signal sinusoïdal dans le circuit d'entrée, les courants et les tensions ont des valeurs constantes bien déterminées et appelées courants et tensions de repos :

$$I_{E_0},\ I_{C_0},\ I_{B_0},\ V_{CE_0},\ V_{BE_0}.$$

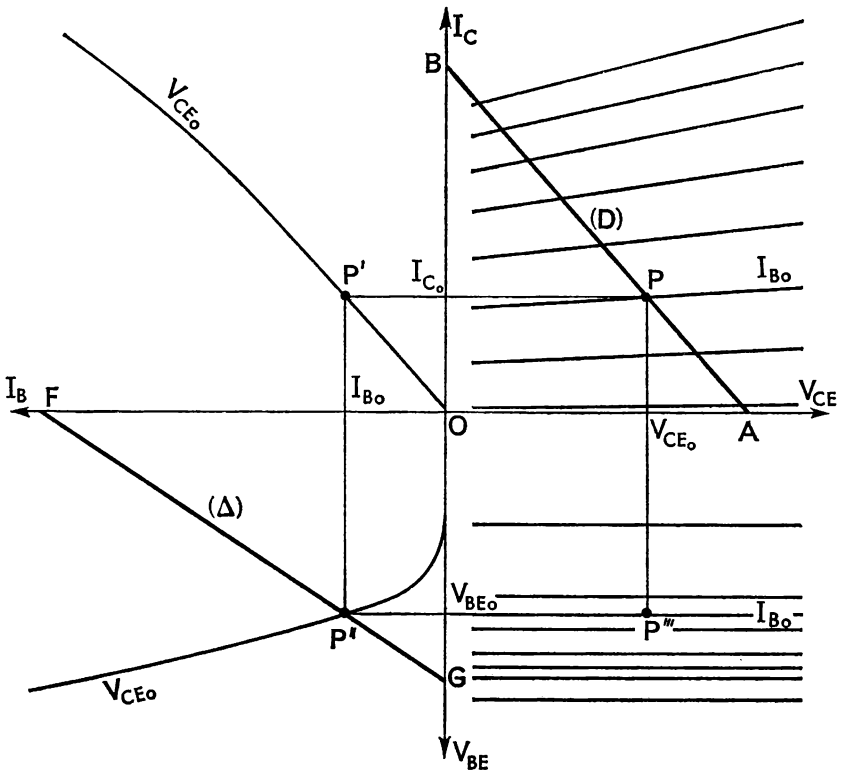


Fig. 178. — *Points de repos.*

Ces valeurs sont fonctions des caractéristiques du transistor, de V_{CC}, de V_{BB}, de R_C et de R_B.

Dans le premier quadrant, le point P de repos est à l'intersection de la droite de charge et de la caractéristique du réseau de sortie correspondant au courant de repos I_{B_0} obtenu dans le circuit d'entrée. Les coordonnées de P sont V_{CE_0} et I_{C_0}.

Dans le troisième quadrant, le point P'' de repos est à l'intersection de la droite d'attaque Δ et de la caractéristique (pratiquement unique) correspondant à la tension V_{CE_0} obtenue dans le circuit de sortie. Les coordonnées de P'' sont I_{B_0} et V_{BE_0}. Les points de repos P' et P''' des deux autres quadrants peuvent être placés grâce à leurs coordonnées.

Les points de repos définissent l'état dans lequel est placé le transistor.

Le point P, en particulier, doit se trouver à l'intérieur d'un domaine limité par trois frontières (fig. 179) :

— la caractéristique $I_B = 0$;

— la caractéristique du courant maximal autorisé dans la base (I_{Bmax});

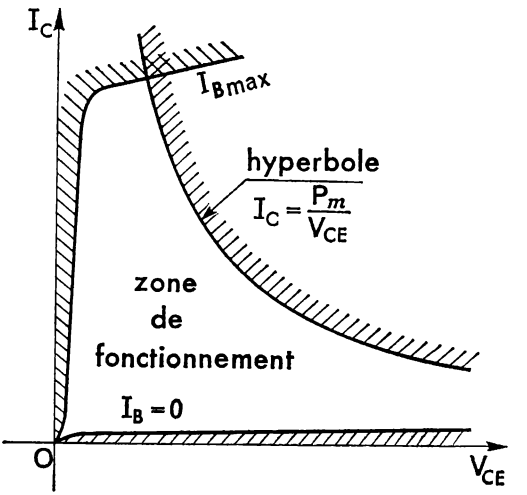


Fig. 179.

— l'hyperbole de dissipation maximale définie par la relation $V_{CE}I_C = P_m$ dont l'équation est $I_C = \frac{P_m}{V_{CE}}$ (P_m, puissance maximale que peut dissiper le transistor, est précisée par le constructeur).

59. *Fonctionnement en amplificateur.*

1° **Notations.** — Le générateur G (revoir fig. 177) produit maintenant une f.é.m sinusoïdale $e = E_m \sin \omega t$ dont la valeur maximale E_m reste assez petite devant V_{BB}. Cette force électromotrice engendrera dans le circuit d'entrée un courant alternatif i_B qui entraînera l'existence d'un courant alternatif i_C dans le circuit de sortie. Les courants de base et de collecteur varieront autour de leur valeur de repos, soient $\mathfrak{I}_B$ et $\mathfrak{I}_C$ leurs valeurs instantanées, nous aurons :

$$\mathfrak{I}_B = I_{B_0} + i_B \qquad \mathfrak{I}_C = I_{C_0} + i_C$$

Les tensions émetteur-base et émetteur-collecteur varieront également :

$$\mathfrak{V}_{BE} = V_{BE_0} + v_{BE} \qquad \mathfrak{V}_{CE} = V_{CE_0} + v_{CE}.$$

2° Caractéristiques dynamiques. — *a*) Dans un réseau, on appelle caractéristique dynamique l'ensemble des points représentatifs de l'état du transistor quand la f.é.m *e* du générateur est appliquée au circuit d'entrée.

b) Dans le réseau du quadrant 1, la caractéristique dynamique est la droite de charge.

c) Dans les autres réseaux, la caractéristique dynamique peut être construite point par point. Par exemple dans le 2eme réseau $I_C = f(I_B)$, le point M_1' est obtenu de la façon suivante : son ordonnée est celle du point M_1 du réseau de sortie et son abscisse est lue sur la caractéristique correspondante de ce dernier réseau (fig. 180).

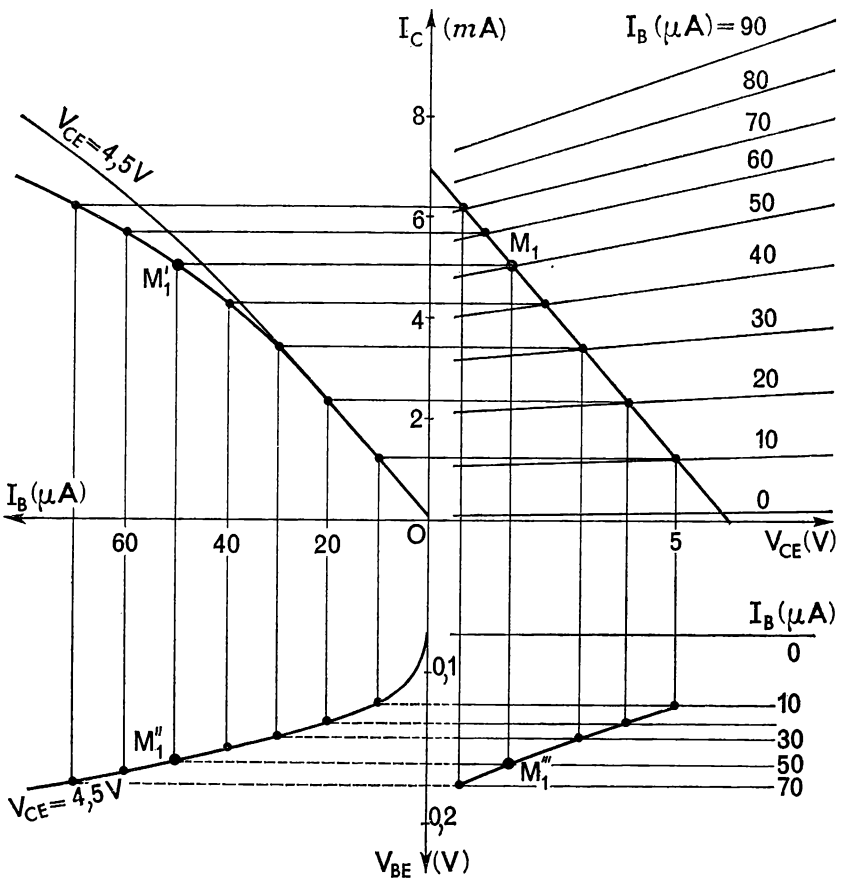


Fig. 180. — *Caractéristiques dynamiques.*

Compte tenu du fait que les différentes caractéristiques statiques $I_0 = f(I_B)$ sont pratiquement confondues entre elles quelle que soit la tension V_{CE}, la caractéristique dynamique est également pratiquement confondue avec ces caractéristiques et l'on peut se dispenser de la construire.

Il en est de même dans le réseau $V_{BE} = f(I_B)$ puisque la caractéristique statique est à peu de chose près la même pour tout V_{CE}.

Par contre, la caractéristique dynamique du réseau $V_{BE}(V_{CE})$ est loin d'être confondue avec les caractéristiques statiques.

3° **Variations de J_B.** — *a*) La loi d'Ohm appliquée au circuit d'entrée donne :

$$V_{BB} + e = \mathcal{V}_{BE} + R_B J_B \quad \Longleftrightarrow \quad \mathcal{V}_{BE} = V_{BB} + e - R_B J_B.$$

Pour $e = 0$, on retrouve la droite d'attaque Δ du réseau $V_{BE} = f(I_B)$. Quand e varie, la « pente » — R_B reste constante et la droite associée à l'équation se déplace parallèlement à elle-même entre deux droites limites Δ_1 et Δ_2 correspondant aux valeurs $+ E_m$ et $- E_m$ de e (fig. 181). On

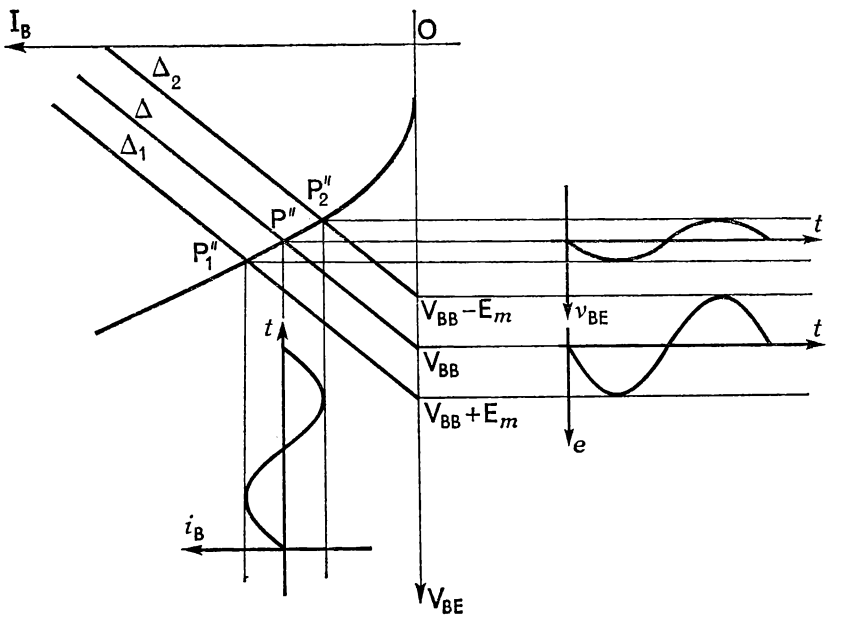


Fig. 181. — *La tension v_{BE} et le courant i_B sont sinusoïdaux quand P_1P_2 est un segment de droite.*

construira facilement ces droites : elles sont parallèles à Δ (même « pente » — R_B) et l'ordonnée de leur point d'intersection avec l'axe V_{BE} est ($J_B = 0$);

— pour Δ_1 : $V_{BE} = V_{BB} + E_m$;

— pour Δ_2 : $V_{BE} = V_{BB} - E_m$.

Ces droites coupent la caractéristique unique du réseau en deux points $P_1''(\Delta_1)$ et $P_2''(\Delta_2)$. Quand e varie le point de fonctionnement se déplace sur la portion de caractéristique $P_1''P_2''$. Pour effectuer les constructions nous nous sommes placés dans le cas où P_1'' et P_2'' sont sur la partie rectiligne de la caractéristique; $P_1''P_2''$ est alors un segment de droite et à une f.é.m sinusoïdale e correspondront, et un courant i_B sinusoïdal, et unetension v_{BE} sinusoïdale. La caractéristique du deuxième quadrant $I_C(I_B)$ étant presque rectiligne, le courant i_C sera sensiblement sinuosïdal aussi.

Si P_1'' et P_2'' ne sont plus sur la partie rectiligne de la caractéristique, i_B et v_{BE} ne pourront être sinusoïdaux simultanément et nous sommes conduits à distinguer deux cas : la commande en tension et la commande en courant.

60. *Les deux types de commande.*

1° La force électromotrice e étant toujours sinusoïdale on a :

$$e = v_{BE} + R_B i_B \quad \text{ou, puisque} \quad v_{BE} = r_e i_B$$
$$e = r_e i_B + R_B i_B.$$

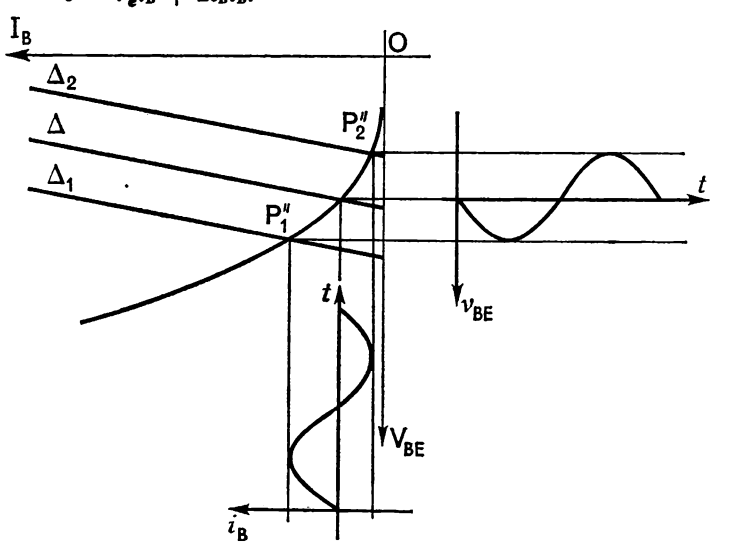


Fig. 182. — *Commande en tension.*

Attention, r_e est variable puisque l'excursion $P_1''P_2''$ ne se fait plus sur la partie rectiligne de la caractéristique. Les deux termes « $v_{BE} = r_e i_B$ » et « $R_B i_B$ » ne peuvent être simultanément sinusoïdaux mais ils peuvent l'être séparément, de façon approximative, si l'autre terme est négligeable.

2° **Commande en tension.** — Le terme $R_B i_B$ est négligeable devant v_{BE} :

$$R_B i_B \ll v_{BE} \iff R_B i_B \ll r_e i_B \iff R_B \ll r_e.$$

Dans ce cas $e = v_{BE} + R_B i_B \approx v_{BE}$ et cette dernière tension est sensiblement sinusoidale; le courant i_B lui ne l'est pas. $R_B \ll r_e$ signifie que la valeur absolue R_B de la pente des droites Δ est petite devant la pente r_e (variable) de la caractéristique $V_{BE}(I_B)$. Les droites Δ sont donc fort peu inclinées sur l'axe des I_B, elles sont presque horizontales (fig. 182). Le courant i_C ne sera pas sinusoïdal non plus.

3° **Commande en courant.** — Le terme v_{BE} est négligeable devant $R_B i_B$:

$$v_{BE} \ll R_B i_B \iff r_e i_B \ll R_B i_B \iff r_e \ll R_B.$$

Dans ce cas $e = v_{BE} + R_B i_B \approx R_B i_B$ et i_B est sensiblement sinusoidal. La tension v_{BE} ne l'est pas.

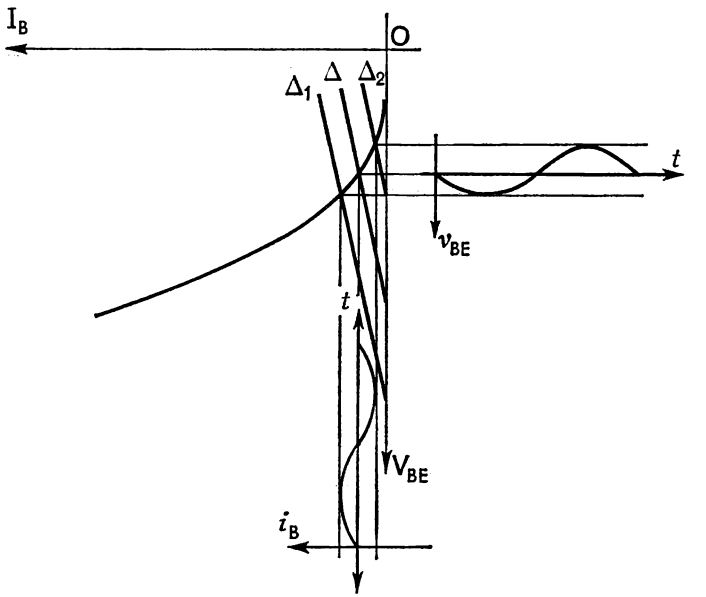


Fig. 183. — *Commande en courant.*

$R_B \gg r_e$ signifie que la valeur absolue R_B de la pente des droites Δ est grande devant la pente r_e (variable) de la caractéristique $V_{BE}(I_B)$. Les droites Δ sont très inclinées sur l'axe des I_B. Elles sont presque verticales (fig. 183). Le courant i_C sera, comme i_B, sensiblement sinusoïdal.

4° Étude graphique du courant et de la tension de sortie (i_C et v_{CE}). — Connaissant les points extrêmes P_1'' et P_2'' du fonctionnement dans le troisième quadrant, on en déduit graphiquement les points P_1' et P_2' du deuxième et les points P_1 et P_2 du premier (fig. 184). Nous avons fait la construction dans le cas où $P_1''P_2''$ est un segment de droite et en traçant une caractéristique dynamique $I_C(I_B)$ rectiligne. Dans ces conditions, au courant sinusoïdal $i_B = I_{Bm} \sin \omega t$ correspond un courant sensiblement sinusoïdal $i_C = I_{Cm} \sin \omega t$ et une tension v_{CE} sensiblement sinu-

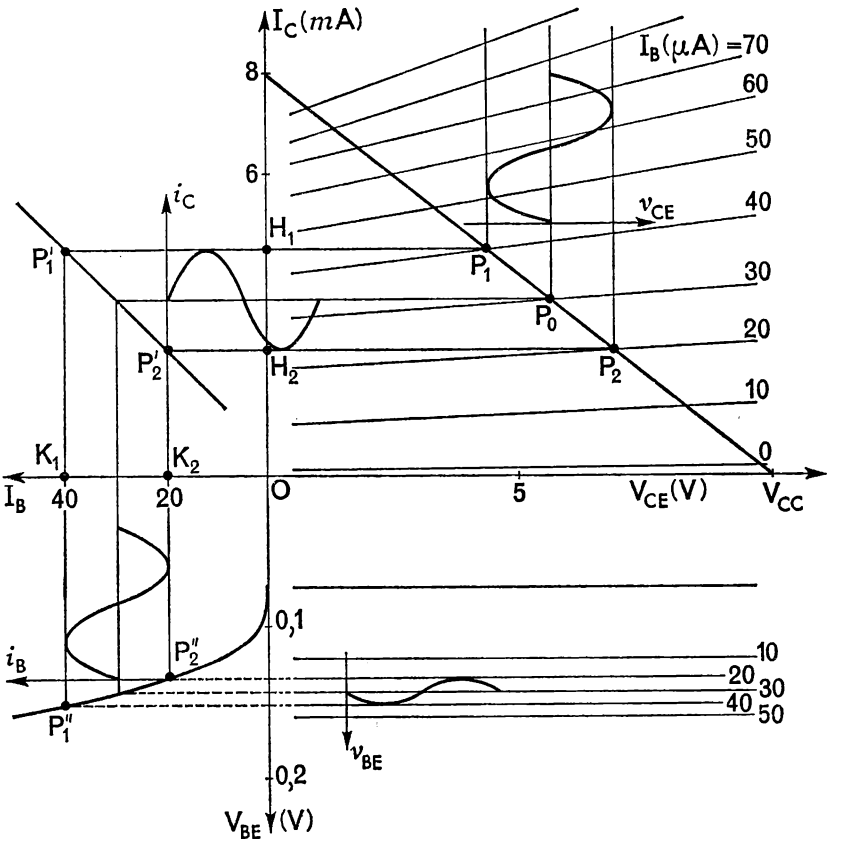


Fig. 184.

soïdale. Pour que v_{CE} soit rigoureusement sinusoïdale, il faudrait que les caractéristiques $I_C(V_{CE})$ soient parallèles et équidistantes, on aurait alors $v_{CE} = -V_{CE_m} \sin \omega t$; le signe moins provenant du fait que v_{CE} diminue quand i_B et i_C augmentent. La tension de sortie v_{CE} est en **opposition de phase** avec i_B. L'amplification en courant est :

$$A_i = \frac{I_C}{I_B}$$

quotient des valeurs efficaces des courants de sortie et d'entrée. C'est aussi le rapport $\frac{H_1H_2}{K_1K_2}$ des excursions totales des courants, c'est-à-dire **du double des valeurs maximales** I_{C_m} et I_{B_m}.

61. *Autres montages.*

1° Le montage précédent (fig. 177) présente l'inconvénient de nécessiter l'emploi de deux sources de courant continu. En outre rien n'y est prévu pour remédier aux inconvénients des variations de température qui, rappelons-le, se traduisent par un déplacement des caractéristiques du réseau de sortie (électronique 1re F). Nous allons étudier quelques montages usuels.

2° **Polarisation par pont.** — *a*) La source V_{BB} est supprimée et la tension V_{BE} (de repos) est obtenue par un pont diviseur de tension

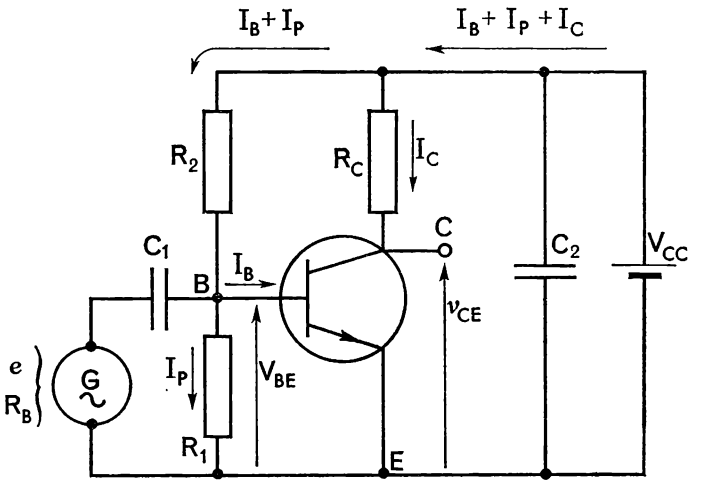


Fig. 185. — *Polarisation par pont.*

formé de deux résistances R_1 et R_2 (fig. 185). Cette tension V_{BE} est telle que :

$$\frac{V_{BE}}{V_{CC}} = \frac{R_1 I_P}{R_1 I_P + R_2 (I_P + I_B)}$$

Pour que les variations en charge de I_B ne se répercutent pas (ou peu) sur V_{BE} on choisit les résistances de façon que I_B soit très inférieur à I_P : $I_B \ll I_P$ soit par exemple $I_B < \frac{I_P}{10}$. Puisque $V_{BE} = R_1 I_P = r_e I_B$ on doit avoir $R_1 < \frac{r_e}{10}$.

b) Un condensateur de forte capacité, donc d'impédance très faible pour l'alternatif, est placé entre les bornes de la source V_{CC}; dans

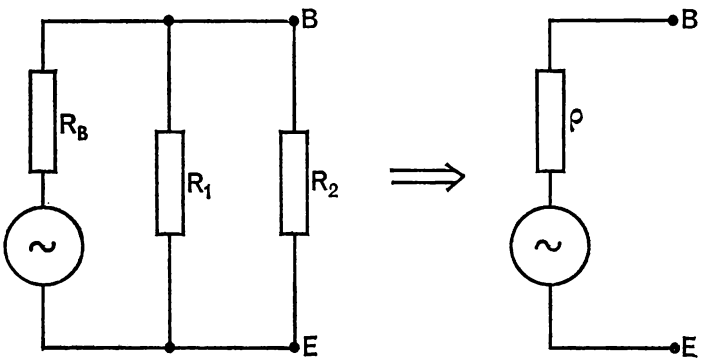


Fig. 186. — *Schéma équivalent pour l'alternatif* $\left(\frac{1}{\rho} = \frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)$.

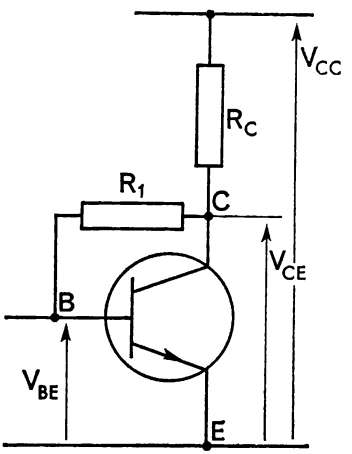


Fig. 187. — *Autre polarisation par pont.*

ces conditions, le courant fourni par le générateur alternatif se partage entre r_e, R_1 et R_2 qui, pour l'alternatif, sont mises en parallèle par C_2. En appliquant le théorème de Thévenin pour le circuit d'entrée on trouve un schéma équivalent identique au schéma de principe de la figure 177 où ρ remplace R_B dans le circuit d'entrée (fig. 186).

3° Autre polarisation par pont. — Une seule résistance R_1 est placée entre B et C (fig. 187). Le courant I_B est alors :

$$I_B = \frac{V_{CE} - V_{BE}}{R_1}$$

soit en négligeant $V_{BE} \ll V_{CE}$ et $I_B \ll I_C$

$$I_B \approx \frac{V_{CE}}{R_1} = \frac{V_{CC} - R_C I_C}{R_1}.$$

La variation du courant base $\mathfrak{I}_B$ entraînera des variations de V_{BE}, il y aura **réaction.**

4° **Stabilisation thermique.** — Le fonctionnement du transistor est fortement influencé par une variation de sa température. En effet celle-ci en augmentant provoque une multiplication des porteurs minoritaires donc une augmentation du courant résiduel I_{CEO} qui en résulte et, par suite, un déplacement des caractéristiques vers le haut. Ce dernier phénomène provoque une augmentation de la puissance dissipée dans le transistor donc, une nouvelle augmentation de température. Ces effets

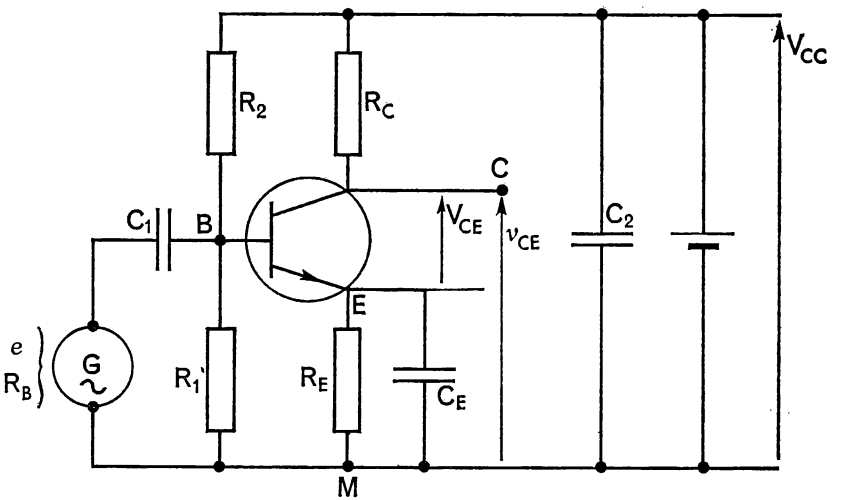


Fig. 188. — *Stabilisation thermique.*

sont cumulatifs et produisent un emballement thermique qui entraîne la destruction du transistor.

Pour remédier à cet inconvénient, on peut placer une résistance R_E entre l'émetteur et la masse du montage (fig. 188). En l'absence de signal alternatif, si une variation de température provoque une augmentation de I_C, I_E croît également ainsi que la chute de tension $|R_E I_E|$ dans la résistance R_E. La tension $V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C - |R_E I_E|$ a donc tendance

à diminuer ainsi que la tension [1] $V_{BE} = R_1 I_P - |R_E I_E|$. Il en résulte une diminution de I_B suivie d'une diminution de I_C c'est-à-dire, d'une variation de sens contraire à celle qu'avait provoqué l'augmentation de température; **on reconnaît là le propre d'un équilibre stable.** Si R_E est convenablement choisie, la puissance dissipée dans le transistor : $P = V_{BE}I_B + V_{CE}I_C$ reste sensiblement constante.

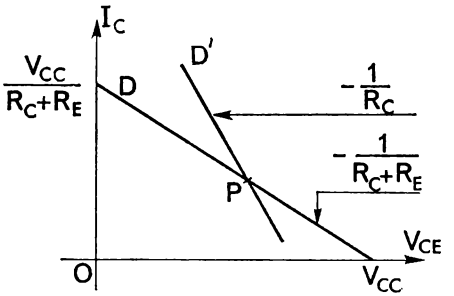


Fig. 189.
Droites de charge statique et dynamique.

b) Pour que la résistance R_E ne joue aucun rôle en alternatif, on la découple par un condensateur de forte capacité C_E.

Il est important de noter qu'avec ce montage, la droite de charge en continu D a pour pente $-\frac{1}{R_C + R_E}$ tandis que, grâce au découplage, la droite de charge D' en alternatif a pour pente $-\frac{1}{R_C}$; elle passe par le point de repos P (fig. 189).

(1) Rappelons que I_E est négatif pour un NPN.

EXERCICES

AVERTISSEMENT : Les exercices et problèmes utilisent es réseaux des figures 190 et 191 reproduits chacun trois fois sur les pages 243 à 253 non imprimées au verso et qui pourront donc être découpées sans dommage.

Première série d'exercices utilisant les réseaux de la figure 190.

11. 01. — Tracer les hyperboles de dissipation maximale correspondant aux puissances de 75 mW (à 45 °C) et 50 mW (à 55 °C).

11. 02. — Tracer les caractéristiques statiques $I_C(I_B)$ correspondant à $V_{CE} = 1$ V et $V_{CE} = 10$ V.

11 03. — Tracer la droite de charge du réseau de sortie pour les valeurs $V_{CC} = 10$ V et $R_C = 1\,250\ \Omega$.

11. 04. — Déterminer les coordonnées du point de repos pour la droite de charge de l'exercice **11.** 03. et $I_{B_0} = 30$ μA.

[*Réponses :* 5,4 V et 3,7 mA.]

11. 05. — Tracer la caractéristique dynamique $I_C(I_B)$ correspondant à la droite de charge de l'exercice **11.**03.

11. 06. — Déterminer les valeurs de β, r_s et r_e au voisinage des points correspondant aux valeurs suivantes : $I_B = 50$ μA et $V_{CE} = 4,5$ V.

[*Réponses :* $\beta = 90$; $r_s = 5\,250\ \Omega$; $r_e = 750\ \Omega$.]

11. 07. — Tracer les droites de charge du réseau $V_{BE}(I_B)$ pour $V_{BB} = 0,15$ V. $R_B = 2,5$ kΩ et $E_m = 0,05$ V. Déterminer les coordonnées des points P_1'' et P_2'',

[*Réponses :* P_1'' (25 μA; 137 mV) et P_2'' (1μA; 97 mV).]

11. 08. — Le transistor est commandé en courant ($R_B = \infty$), on donne $I_{B_0} = 40$ μA, $I_{B_m} = 20$ μA. Déterminer les coordonnées des points extrêmes P_1 et P_2 sur le réseau de sortie en conservant les données de l'exercice **11.** 03.

[*Réponses :* P_1 (2,5 V; 6 mA) et P_2 (6,8 V; 2,6 mA).]

11. 09. — Calculer l'amplification obtenue à l'exercice précédent.

[*Réponse :* $A_i = 85$.]

11. 10. — Déterminer l'amplitude de l'excursion de tension obtenue à l'exercice **11.** 08 et calculer la valeur efficace approximative de la tension de sortie.

[*Réponse :* ≈ 1,5 V.]

Deuxième série d'exercices à résoudre avec les réseaux de la figure 191.

11. 11. — Tracer l'hyperbole de dissipation maximale $P_m = 1$ W.

11. 12. — Tracer les caractéristiques statiques I_C (I_B) correspondant à $V_{CE} = 1$ V et $V_{CE} = 4$ V.

11. 13. — Tracer la droite de charge du réseau de sortie pour $V_{CC} = 6$ V et $R_C = 15\ \Omega$.

11. 14. — Déterminer les coordonnées du point de repos pour la droite de charge de l'exercice **11.** 13. et $I_{B_0} = 2$ mA.

11. 15. — Tracer la caractéristique dynamique $I_C(I_B)$ correspondant à la droite de charge de l'exercice **11.** 13.

11. 16. — Déterminer les valeurs de β, r_s et r_e au voisinage des points correspondant aux valeurs suivantes : $I_B = 2$ mA et $V_{CE} = 4$ V.

11. 17. — Tracer les droites de charge du réseau $V_{BE}(I_B)$ pour $V_{BB} = 0{,}4$ V et $E_m = 0{,}1$ V avec $R_B = 100\ \Omega$.

11. 18. — Le transistor est commandé en courant ($R_B = \infty$), on donne $I_{Bo} = 2$ mA et $I_{Bm} = 1$ mA. Déterminer les coordonnées des points extrêmes P_1 et P_2 du réseau de sortie (en conservant la droite de charge du **11.13**).

11. 19. — Calculer l'amplification A_i obtenue à l'exercice précédent.

11. 20. — Déterminer l'amplitude de l'excursion de tension obtenue à 'exercice **11. 18** et calculer la valeur efficace approximative de la tension de sortie.

Troisième série d'exercices (sans réseaux).

11. 21. — Quelle est l'équation d'une droite de charge passant par les points A(8 V; 0) et B(0; 14 mA)?

[*Réponse* avec I_C en mA et V_{CE} en V : $I_C = 14 - 1{,}75\ V_{CE}$].

11. 22. — Quelle est l'équation d'une droite de charge du réseau $I_C(V_{CE})$ si le point de repos est P (5 V; 50 mA) et la résistance de charge $R_C = 100\ \Omega$?

[*Réponse* avec I_C en mA et V_{CE} en V : $I_C = 100 - 10\ V_{CE}$].

11. 23. — En négligeant $I_B \ll I_P$, calculer les résistances R_1 et R_2 (fig. 185) pour que $I_P = 2$ mA et $V_{BE} = 0{,}2$ V sachant que $V_{CC} = 10$ V.

[*Réponses* : $R_1 = 100\ \Omega$ et $R_2 = 4\,900\ \Omega$.]

11. 24. — Calculer la tension V_{BE} obtenue (fig. 185) sachant que $V_{CC} = 4{,}5$ V $R_2 = 1\,400\ \Omega$ et $R_1 = 100\ \Omega$ (I_B négligeable).

[*Réponse* : $V_{BE} = 0{,}3$ V.]

11. 25. — Dans le montage figure 187, $R_C = 100\ \Omega$, $R_1 = 3\,400\ \Omega$. Calculer I_C sachant que $V_{CC} = 7$ V, $V_{BE} = 0{,}25$ V et $I_B = 0{,}5$ mA. Quel est le courant I_E?

[*Réponse* : $I_C = 50$ mA et $I_E = -50{,}5$ mA].

11. 26. — Dans un montage avec stabilisation thermique (fig. 188), $V_{CC} = 10$V, $R_2 = 1\,600\ \Omega$, $R_1 = 320\ \Omega$, $R_E = 50\ \Omega$ et $R_C = 200\ \Omega$. Calculer I_B, I_P, I_C et I_E sachant que $V_{CE} = 5{,}05$ V et $V_{BE} = 0{,}6$ V. On fera des calculs exacts sans négliger I_B.

[*Réponse* : $I_E = 20$ mA].

11. 27. — Placer dans un système d'axes de coordonnées (V_{CE}, I_C) les deux droites de charges (statique et dynamique) de l'exercice précédent.

PROBLÈMES

I. AVEC SOLUTION.

11. 28. — On amplifie un courant sinusoïdal $i_B = 20 \sin \omega t$ (μA) avec le montage de la figure 177 et un transistor dont les caractériqtiques sont données figure 190. On choisit $V_{CC} = 10$ V, $R_C = 1$ kΩ et un courant base de repos $I_{B_0} = 30$ μA.

1° Tracer la droite de charge et donner son équation.

2° Dans le réseau de sortie déterminer les coordonnées du point de repos puis celles des points extrêmes du fonctionnement quand on applique le signal.

3° Calculer les valeurs efficaces des courant et tension de sortie.

– Solution –

1° Coordonnées des points d'intersection avec les axes :

$$A(10\text{ V};\ 0) \quad \text{et} \quad B(0;\ 10\text{ mA}).$$

Équation, avec I_C en mA et R en kΩ :

$$\frac{I_C}{10} + \frac{V_{CE}}{10} - 1 = 0 \qquad I_C = 10 - V_{CE}$$

2° Lus sur le réseau de sortie :

— point de repos : P(6,3 V; 3,7 mA);

— points extrêmes : P_1(4,4; 5,6) et P_2(8,6; 1,4).

3° Les points P_1 et P_2 ne sont pas symétriques par rapport à P et ni le courant ni la tension ne sont sinusoïdaux; nous calculerons néanmoins leurs valeurs efficaces comme s'ils l'étaient.

Double amplitude de courant : $5{,}6 - 1{,}4 = 4{,}2$ mA.

Double amplitude de tension : $8{,}6 - 4{,}4 = 4{,}2$ V.

Valeurs efficaces : $I_C = \dfrac{4{,}2}{2\sqrt{2}} = 1{,}5$ mA, $V_{CE} = 1{,}5$ V.

11. 29. — Un transistor dont les caractéristiques sont données figure 191 est utilisé dans un montage avec polarisation par pont (fig. 185). On décide de déterminer les différents éléments du montage de façon que, pour un courant base de repos $I_{B_0} = 2$ mA et $V_{CC} = 8$ V, les coordonnées du point de repos dans le réseau de sortie soient : $V_{CE_0} = 4{,}8$ V et $I_{C_0} = 200$ mA.

1° Déterminer l'équation de la droite de charge et la valeur de R_C.

2° Calculer, sans négliger I_{B_0}, les résistances R_1 et R_2 pour que le courant I_P soit de 25 mA.

— SOLUTION —

1° Droite de charge :

$$I_C = \frac{8}{R_C} - \frac{4,8}{R_C} = 200$$

d'où $R_C = \frac{3,2}{200} = 0,016\ k\Omega$ soit $16\ \Omega$ et $I_C = 500 - \frac{V_{CE}}{0,016}$

2° Pour 2 mA, on lit sur la caractéristique $V_{BE}(I_B)$: $V_{BE} = 0,35$ V
On doit donc avoir :

$$R_1 I_P = 0,35 \quad \text{soit} \quad R_1 = \frac{0,35}{25} = 0,014\ k\Omega = 14\ \Omega.$$

La chute de tension dans R_2 devra être de : $8 - 0,35 = 7,65$ V; le courant total dans cette résistance étant $25 + 2 = 27$ mA, il faut avoir :

$$R_2 = \frac{7,65}{27} = 0,283\ k\Omega = 283\ \Omega.$$

A RÉSOUDRE.

11. 30. — Le montage de la figure 177 est utilisé pour amplifier un courant sinusoïdal $i_B = 1 \sin \omega t$ (mA). On donne $V_{CC} = 7$ V et $R_C = 20\ \Omega$, le courant base de repos est $I_{B_0} = 3$ mA. Les caractéristiques du transistor sont celles de la figure 191.

1° Tracer la droite de charge et donner son équation.

2° Dans le réseau de sortie, déterminer les coordonnées du point de repos et celles des points extrêmes du fonctionnement quand on applique le signal.

3° Calculer les valeurs efficaces approchées du courant et de la tension de sortie.

4° La résistance R_B valant $100\ \Omega$, déterminer V_{BB} et la valeur maximale E_m de la tension e.

11. 31. — Un transistor (caractéristiques fig. 190) est polarisé par un pont (fig. 187). On veut obtenir le point de repos P(5,4 V; 2,4 mA) avec une tension $V_{CC} = 9$ V.

1° Calculer R_C et écrire l'équation de la droite de charge.

2° Déterminer I_{B_0} et calculer R_1. On négligera I_{B_0} devant I_{C_0}.

11. 32. — Dans un montage avec stabilisation thermique (fig. 188), on veut obtenir les courants de repos $I_{B_0} = 0,4$ mA et $I_{C_0} = 50$ mA. Calculer, sans négliger I_{B_0}, les tensions V_{BE_0} et V_{CE_0} qui en résultent sachant que $V_{CC} = 6$ V, $R_1 = 125\ \Omega$, $R_2 = 480\ \Omega$, $R_C = 30\ \Omega$ et $R_E = 20\ \Omega$.

11. 33. — Le transistor dont les caractéristiques sont données figure 190 est utilisé dans un montage avec stabilisation thermique (fig. 188) : $R_C = 1\,200\,\Omega$, $R_E = 300\,\Omega$ et $V_{CO} = 12$ V. Le courant de base I_{B_0} est négligé devant I_{C_0} ou I_P.

1° Tracer la droite de charge statique du réseau de sortie.

2° Déterminer les coordonnées du point de repos pour $I_{B_0} = 40\ \mu A$; tracer la droite de charge dynamique.

3° Déterminer le rapport $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$ qui permet d'obtenir ce courant I_{B_0} puis les valeurs de R_1 et de R_2 pour que $I_P = 0{,}5$ mA.

4° Le générateur G envoie dans la base un courant sinusoïdal

$$i_B = 10 \sin \omega t (\mu A).$$

Déterminer les valeurs efficaces du courant et de la tension de sortie.

12

AMPLIFICATION PAR TRANSISTOR
ÉTUDE MATHÉMATIQUE

62. *Le transistor est un quadripôle.*

1° **Quadripôle.** — *a*) Un quadripôle est une portion de circuit comportant quatre bornes : deux d'entrée 1,1′ et deux de sortie 2, 2′ (fig. 192). Le courant I_1 qui entre par la borne 1 sort par la borne 1′ et le courant I_2 qui entre par la borne 2 sort par la borne 2′.

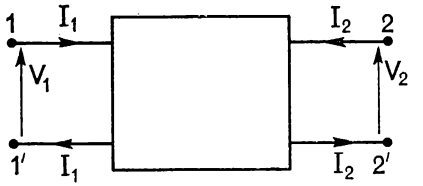


Fig. 192. — *Le quadripôle.*

b) Les quatre grandeurs I_1, I_2, V_1 et V_2 qui caractérisent le fonctionnement d'un quadripôle sont liées entre elles par deux équations où deux de ces grandeurs sont fonctions des deux autres. On peut, par exemple, choisir le système :

$$\begin{cases} V_1 = f_1(I_1, V_2) \\ I_2 = f_2(I_1, V_2). \end{cases}$$

c) Dans le transistor on a :

$$I_1 = I_B, \quad I_2 = I_C, \quad V_1 = V_{BE} \quad \text{et} \quad V_2 = V_{CE}$$

par conséquent le système s'écrit :

$$\begin{cases} V_{BE} = f_1(I_B, V_{CE}) \\ I_C = f_2(I_B, V_{CE}). \end{cases}$$

2° **Paramètres hybrides** (1). — *a*) Les paramètres que nous allons utiliser pour le transistor ont été dénommés hybrides parce qu'ils sont de natures différentes : une résistance, une conductance et deux nombres abstraits.

(1) *Hybride:* qui résulte du croisement de deux espèces différentes.

b) Nous connaissons bien ces paramètres, seule la notation est nouvelle :

— la résistance d'entrée du transistor en régime statique est notée [1] h_{11} :

$$h_{11} = r_e$$

— le coefficient de réaction de la sortie sur l'entrée est noté h_{12}

— le gain statique en courant est noté h_{21} :

$$h_{21} = \beta$$

— la conductance de sortie est notée h_{22} :

$$h_{22} = \frac{1}{r_s}$$

c) On peut donc écrire :

$r_e = h_{11} = \dfrac{dV_{BE}}{dI_B}$	$\beta = h_{21} = \dfrac{dI_C}{dI_B}$
$h_{12} = \dfrac{dV_{BE}}{dV_{CE}}$	$\dfrac{1}{r_s} = h_{22} = \dfrac{dI_C}{dV_{CE}}$

d) *Les paramètres et les réseaux* (fig. 193). — Pour un point de repos donné, chaque paramètre est proportionnel [2] à la pente de la caractéristique du réseau correspondant au voisinage du point de repos. Rappelons (1re F, p. 102) que l'égalité entre un paramètre et une pente n'a lieu qu'avec des axes orthonormés donc, en particulier, si les abscisses et les ordonnées sont **de même nature et à la même échelle.**

— Réseau de sortie $I_C(V_{CE})$:

$$\frac{dI_C}{dV_{CE}} = \frac{1}{r_s} = h_{22} \div \operatorname{tg}\alpha$$

— Réseau $I_C(I_B)$:

$$\frac{dI_C}{dI_B} = \beta = h_{21} \div \operatorname{tg}\eta$$

— Réseau $V_{BE}(I_B)$:

$$\frac{dV_{BE}}{dI_B} = r_e = h_{11} \div \operatorname{tg}\gamma$$

(1) Lire *h*, un, un; en cas de risque de confusion on note h_{11e} pour rappeler qu'il s'agit du montage émetteur commun.

(2) Nous notons ÷ la proportionnalité.

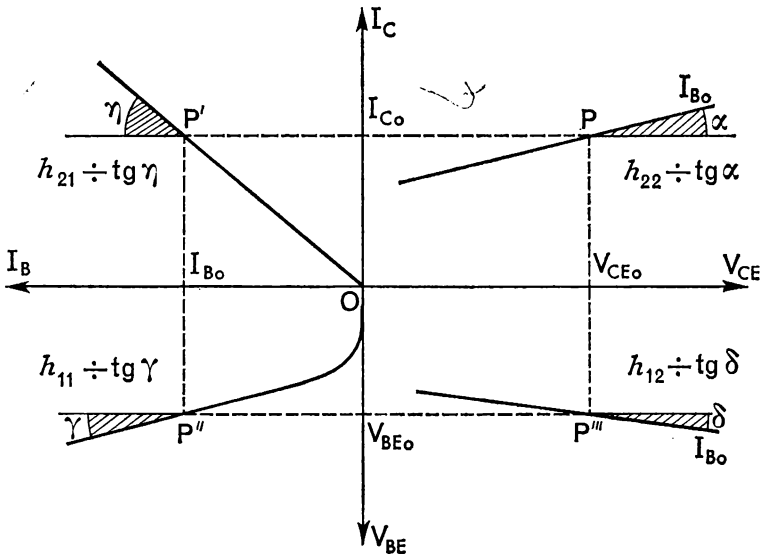


Fig. 193. — *Les paramètres et les réseaux.*

— Réseau $V_{BE}(V_{CE})$: $\dfrac{dV_{BE}}{dV_{CE}} = h_{12} \div \mathrm{tg}\ \delta$.

63. *Équations du transistor.*

1° **Variation de I_B.** — Quand le courant base varie à tension $V_{CE} = \mathrm{Cte}$, on a simultanément :

$$dV'_{BE} = h_{11} dI_B \qquad \text{et} \qquad dI'_C = h_{21} dI_B.$$

2° **Variations de V_{CE}.** — Quand la tension émetteur-collecteur varie à $I_B = \mathrm{Cte}$, on a simultanément :

$$dV''_{BE} = h_{12} dV_{CE} \qquad \text{et} \qquad dI''_C = h_{22} dV_{CE}.$$

3° **Variations simultanées de I_B et de V_{CE}.** — Si ces variations sont suffisamment petites, on peut appliquer le principe de superposition d'états linéaires (Électronique, 1re F, p. 139) : **la variation totale d'une grandeur (V_{BE} ou I_C) est la somme des variations obtenues en faisant varier successivement I_B et V_{CE} :**

$$dV_{BE} = dV'_{BE} + dV''_{BE} \qquad dI_C = dI'_C + dI''_C$$

(15)

$$\boxed{\begin{aligned} dV_{BE} &= h_{11}dI_B + h_{12}dV_{CE} \\ dI_C &= h_{21}dI_B + h_{22}dV_{CE} \end{aligned}}$$

Insistons sur le fait que ces relations ne sont valables que pour de petites amplitudes.

Dans le fonctionnement en amplificateur on remplace les variations par les valeurs instantanées des grandeurs alternatives :

(15 *bis*)

$$\boxed{\begin{aligned} v_{BE} &= h_{11}i_B + h_{12}v_{CE} \\ i_C &= h_{21}i_B + h_{22}v_{CE} \end{aligned}}$$

64. *Schéma équivalent au transistor.*

1° Ce schéma (fig. 194) est la traduction des deux équations.

— *Circuit d'entrée :* $v_{BE} = h_{11}i_B + h_{12}v_{CE}$

où h_{11} est une résistance (r_e) et où un générateur de force électromotrice $h_{12}v_{CE}$ est en opposition avec v_{BE}.

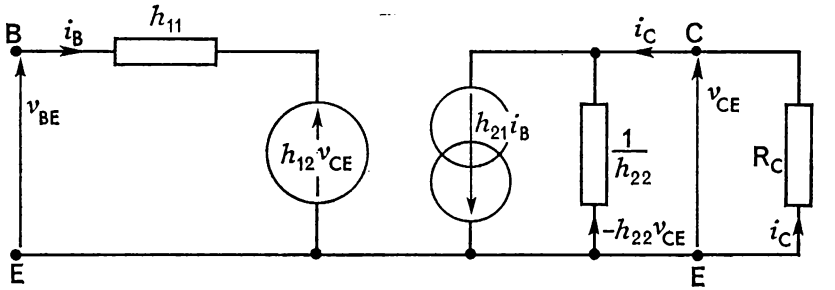


Fig. 194. — *Schéma équivalent au transistor.*

Circuit de sortie : $i_C = h_{21}i_B + h_{22}v_{CE}$ soit :

$$h_{21}i_B = i_C - h_{22}v_{CE} = i_C - \frac{v_{CE}}{r_s}.$$

Le courant $h_{21}i_B$ débité par le transistor (source de courant) se partage entre la charge R_C (courant i_C) et la résistance de sortie r_s. Rappelons

que si i_C est positif, v_{CE} est négatif donc $-h_{22}v_{CE}$ est un courant positif comme i_C et $h_{21}i_B$ est en fait la somme arithmétique de ces deux courants.

2° **Fonctionnement du montage.** (fig. 195). — Soit G le générateur de f.é.m. e et de résistance interne R_B qui alimente l'entrée, d'une part :

$$\begin{cases} v_{BE} = h_{11}i_B + h_{12}v_{CE} & (1) \\ i_C = h_{21}i_B + h_{22}v_{CE} & (2) \end{cases}$$

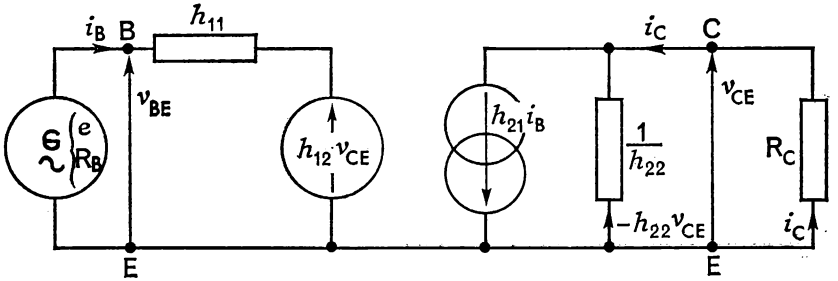


Fig. 195.

d'autre part la tension de sortie est

$$v_{CE} = -R_C i_C \qquad (3)$$

et à l'entrée on a :

$$v_{BE} = e - R_B i_B \qquad (4)$$

65. *Amplification.*

1° **En courant.** — L'amplification en courant est le rapport des courants de sortie et d'entrée :

$$A_i = \frac{i_C}{i_B}.$$

Reportons (3) dans (2) :

$$i_C = h_{21}i_B + h_{22}(-R_C i_C) \iff i_C(1 + h_{22}R_C) = h_{21}i_B \iff \frac{i_C}{i_B} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22}R_C}$$

soit :

(16)

$$\boxed{A_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{22}R_C}}$$

Ce rapport est un nombre positif, les deux courants sont donc en phase. Le rapport de leurs valeurs efficaces est aussi A_i.

$$\frac{I_C}{I_B} = A_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{22}R_C}$$

REMARQUE : h_{21}, gain statique en courant (β), est proportionnel à la pente tg η de la caractéristique statique $I_C(I_B)$. Le rapport A_i, gain dynamique, est proportionnel, lui, à la pente de la caractéristique dynamique.

2° **En tension.** — L'amplification en tension est le rapport des tensions de sortie et d'entrée :

$$A_v = \frac{v_{CE}}{v_{BE}}$$

Calcul :

$$A_v = \frac{v_{CE}}{h_{11}i_B + h_{12}v_{CE}} = \frac{-R_C i_C}{h_{11}i_B - h_{12}R_C i_C}$$

$$= \frac{-R_C \frac{i_C}{i_B}}{h_{11} - h_{12}R_C \frac{i_C}{i_B}} = \frac{-R_C A_i}{h_{11} - h_{12}R_C A_i}$$

et puisque :

$$A_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{22}R_C}$$

$$A_v = \frac{-R_C \frac{h_{21}}{1 + h_{22}R_C}}{h_{11} - h_{12}R_C \frac{h_{21}}{1 + h_{22}R_C}} = \frac{-R_c h_{21}}{h_{11} + h_{11}h_{22}R_c - h_{12}h_{21}R_c}$$

$$A_v = -\frac{R_c h_{21}}{h_{11} + R_c(h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21})}$$

en posant :

$$\Delta h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$$

on obtient :

$$A_v = -\frac{R_C h_{21}}{h_{11} + R_C \Delta h}$$

Ce rapport est négatif, la tension de sortie est en opposition de phase avec la tension d'entrée. Le rapport des valeurs efficaces est $|A_v|$.

3° **En puissance.** — L'amplification en puissance est le rapport des puissances de sortie et d'entrée; en appelant respectivement I_1, I_2, V_1, V_2 les valeurs efficaces de i_B, i_C, v_{BE}, v_{CE} on a :

$$A_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{V_2 I_2}{V_1 I_1}$$

soit puisque :

$$\frac{V_2}{V_1} = |A_v| \qquad \text{et} \qquad \frac{I_2}{I_1} = A_i$$

$$A_p = |A_v| \times A_i$$

et en remplaçant ces deux derniers termes par leurs expressions :

$$\boxed{A_p = \frac{R_C h_{21}^2}{(1 + h_{22}R_C)(h_{11} + R_C \Delta h)}}$$

66. *Simplification des formules et du schéma.*

1° En négligeant le coefficient de réaction h_{12}.

a) *Les équations deviennent :*

$$\begin{cases} v_{BE} = h_{11} i_B \\ i_C = h_{21} i_B + h_{22} v_{CB} \end{cases}$$

b) *Amplification en courant :*

$$A_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{22}R_C}$$

c) *Amplification en tension :*

$$A_u = -\frac{h_{21}R_C}{h_{11} + h_{11}h_{22}R_C}$$

d) *Remarque :* En remplaçant les paramètres par r_e, β et r_s on retrouve les formules établies en 1re, où le coefficient de réaction avait été négligé.

e) *Schéma équivalent* (fig. 196).

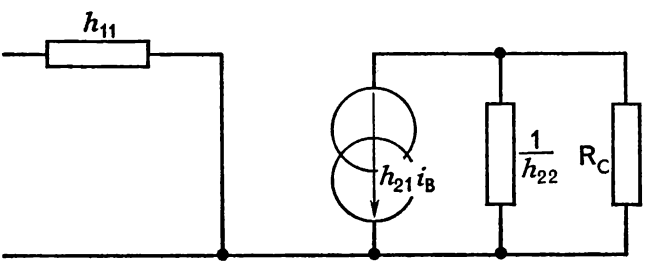


Fig. 196. — *Schéma pour* $h_{12} = 0$.

2° **En négligeant h_{12} et h_{22} $(1/r_s)$.** — Le paramètre h_{22} pourra être négligé chaque fois que $R_C \ll r_s$.

a) Les équations deviennent :

$$\begin{cases} v_{BE} = h_{11} i_B \\ i_C = h_{21} i_B \end{cases}$$

b) *Amplification en courant :* $A_i = h_{21}$ $(= \beta)$. — Cela signifie que l'on confond la caractéristique dynamique $I_C(I_B)$ avec les caractéristiques statiques, elles-mêmes confondues.

c) *Amplification en tension :*

$$A_v = -\frac{h_{21} R_C}{h_{11}} = -\frac{\beta R_C}{r_e}$$

d) *Amplification en puissance :*

$$A_p = \frac{h_{21}^2 R_C}{h_{11}}.$$

e) *Schéma équivalent* (fig. 197).

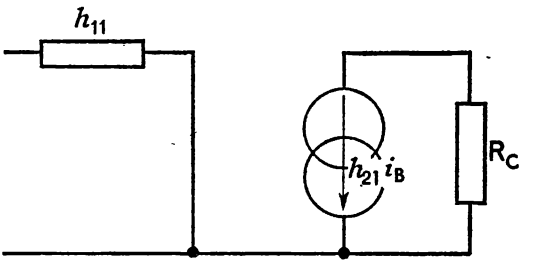


Fig. 197. — *Schéma pour* $h_{12} = h_{22} = 0$.

67. *Conclusions.*

1° Les formules établies ne sont valables que si R_C, r_e et $\frac{1}{h_{22}}$ sont des résistances pures. Dans ce cas A_i, A_v et A_p sont constants et le gain $G = 10 \log A_p$ est constant aussi. La bande passante n'est pas limitée.

2° Le montage émetteur commun présente l'intérêt d'amplifier à la fois en courant et en tension. Des divers montages possibles, c'est celui qui fournit la plus grande amplification en puissance. Il est très fréquemment employé.

3° L'amplification en puissance que l'on peut obtenir dépend notamment de la puissance que peut dissiper le transistor. On distingue :

a) Les transistors de tension qui permettent d'amplifier une tension sans obtenir dans la charge une très grande puissance : par exemple le type OC 70 : 50 mW.

b) Les transistors de puissance qui peuvent dissiper des puissances relativement grandes : quelques dizaines de watts. Ils sont placés dans des boîtiers assez volumineux et doivent être disposés sur des radiateurs qui leur permettent d'évacuer la puissance qu'ils dissipent.

EXERCICES

12. 01. — En utilisant les réseaux de caractéristiques de la figure 190, déterminer les paramètres h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22} au voisinage du point de repos défini par $V_{CE_0} = 4{,}5$ V et $I_{B_0} = 40$ µA.

[*Réponses* : 800 Ω; 0; 100; 0,143 mA/V]

12. 02. — En utilisant les caractéristiques de la figure 191, déterminer les paramètres h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22} au voisinage du point de repos défini par $I_{B_0} = 2$ mA et $V_{CE_0} = 5$ V.

[*Réponses* : 50 Ω; 0; 75; 3 mA/V.]

12. 03. — Les caractéristiques d'un transistor PNP sont supposées rectilignes. En émetteur commun et à 25 °C on a relevé :

$-V_{CE}$(V)	$-I_B$(µA)	$-I_C$(mA)	$-V_{BE}$(mV)
5	20	2,25	100
5	50	5,5	130
10	20	2,5	100
10	50	5,75	130

Déterminer les quatre paramètres h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}.

[*Réponses* : 1 000 Ω; 0; 108; 0,05 mA/V.]

12. 04. — Dans un montage amplificateur à émetteur commun on utilise un transistor dont on donne les paramètres :

$h_{11} = 2\ k\Omega \quad h_{12} = 8 \times 10^{-4} \quad h_{21} = 120 \quad h_{22} = 10^{-4}\ A/V.$

La résistance de charge est $R_C = 1\ 000\ \Omega$. Calculer A_i, A_v, A_p.

[*Réponses* 109; — 57; 6 200.]

12. 05. — Dans l'exercice précédent on néglige h_{12}. Que deviennent les trois rapports?

[*Réponses* : 109; — 54,5; 5 950.]

12. 06. — Dans l'exercice **12.** 04 on néglige h_{12} et h_{22}. Recalculer les trois rapports.

[*Réponses* : 120; — 60; 7 200.]

12. 07. — Le transistor de l'exercice **12.** 03. est utilisé dans un montage amplificateur à émetteur commun, la résistance de charge est $R_C = 1\ 500\ \Omega$. Calculer A_i, A_v et A_p.

[*Réponses* : 100; — 150; 15 000].

12. 08. — Déterminer la résistance dynamique d'entrée d'un transistor à l'aide des équations 15 bis. On appliquera la définition :

$$\text{résistance d'entrée} = \frac{\text{tension d'entrée}}{\text{courant d'entrée}} = \frac{v_{BE}}{i_B} = r'_e$$

Application numérique : $h_{11} = 2\ k\Omega$, $h_{12} = 8 \times 10^{-4}$, $h_{21} = 120$, $h_{22} = 10^{-4}\ A/V$ et $R_C = 1\ k\Omega$.

[*Réponse* : 1 913 Ω.]

12. 09. — Même question qu'au **12.** 08 si $h_{12} = 0$.

[*Réponse* : $r_e' = r_e = 2\ 000\ \Omega$.]

PROBLÈMES

AVEC SOLUTION.

12. 10. — Un transistor dont les caractéristiques sont supposées rectilignes est utilisé dans le montage amplificateur de la figure 188 (stabilisation thermique). On donne :

$R_C = 2\ k\Omega$; $R_E = 180\ \Omega$; $R_1 = 2\ k\Omega$;
$V_{CC} = 12\ V$; $h_{21} = 99$ et $h_{11} = 2\ k\Omega$

(ces deux paramètres sont constants, les deux autres sont nuls). Le courant collecteur de repos est $I_C = 4{,}95$ mA et la tension $V_{BE} = 0{,}1$V.

A. Étude au repos. Calculer :

1° Les courants base et émetteur.
2° La tension entre base et masse.
3° Le courant I_P qui traverse R_1.
4° La valeur de R_2.

B. Étude en fonctionnement. Calculer :

5° La résistance ρ d'entrée du montage.
6° Les amplifications en courant, en tension, en puissance.

— Solution —

1° $I_B = \dfrac{I_C}{h_{21}} = \dfrac{4{,}95}{99} = 0{,}05$ mA

$I_E = -(I_B + I_C) = -5$ mA.

2° $|R_E I_E| = 180 \times 5 = 900$ mV $= 0{,}9$ V. E est positif par rapport à la masse

$V_{BM} = V_{BE} + |R_E I_E| = 0{,}1 + 0{,}9 = 1$ V.

3° $I_P = \dfrac{V_{BM}}{R_1} = \dfrac{1}{2\,000} = 0{,}5$ mA.

4° $R_2 = \dfrac{V_{CC} - V_{BM}}{I_P + I_B} = \dfrac{12 - 1}{0{,}5 + 0{,}05} = 20$ kΩ.

5° La résistance d'entrée du transistor en régime dynamique est égale à la résistance statique h_{11} puisque le coefficient de réaction h_{12} est nul. La résistance ρ d'entrée de l'amplificateur est constituée des trois résistances h_{11}, R_1 et R_2 en parallèle (fig. 186). Avec les résistances en kΩ on trouvera la conductance en millisiémens (mS) :

$$\frac{1}{\rho} = \frac{1}{h_{11}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} + \frac{1}{20} = \frac{21}{20} = 1{,}05 \text{ mS}$$

soit :

$$\rho = \frac{1\,000}{1{,}05} = 950\ \Omega.$$

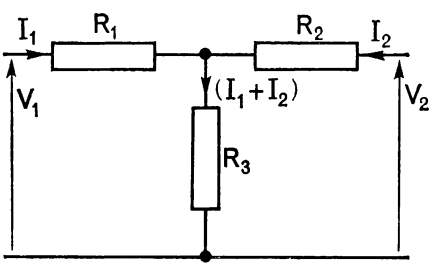


Fig. 198.

6° $A_i = h_{21} = 99$

$$A_v = \frac{R_C h_{21}}{h_{11}} = \frac{2\,000 \times 99}{2\,000} = -99$$

$$A_p = 99 \times 99 = 9\,801.$$

12. 11. — Un quadripôle est formé de trois résistances montées en T (fig. 198). Sur cette figure les sens positifs des courants et des tensions sont indiqués par des flèches.

1° Écrire les relations entre les tensions V_1 et V_2 et les courants I_1 et I_2. Les mettre sous la forme :

$$\begin{cases} V_1 = aI_1 + bI_2 & (1) \\ V_2 = cI_1 + dI_2 & (2) \end{cases}$$

Exprimer les coefficients a, b, c, d en fonction de R_1, R_2, R_3.

2° A partir du système obtenu trouver les deux équations exprimant les courants I_1 et I_2 en fonction de V_1 et V_2.

3° Application numérique : $R_1 = R_2 = 200\ \Omega$ et $R_3 = 400\ \Omega$. Calculer a, b, c, d.

4° A l'aide des relations établies, calculer l'intensité du courant dans une résistance $R = 67\ \Omega$ placée à la sortie du quadripôle quand on place à l'entrée un générateur de résistance interne négligeable et de force électromotrice $E = 6$ V.

— Solution —

1° $V_1 = R_1I_1 + R_3(I_1 + I_2) = (R_1 + R_3)I_1 + R_3I_2$

$V_2 = [R_2I_2 + R_3(I_1 + I_2)] = R_3I_1 + (R_2 + R_3)I_2$

$a = R_1 + R_3 \qquad b = R_3 \qquad c = R_3 \qquad d = (R_2 + R_3)$.

2° Multiplions (1) par d et (2) par $-b$, il vient :

$$\begin{cases} dV_1 = adI_1 + bdI_2 \\ -bV_2 = -bcI_1 - bdI_2. \end{cases}$$

En additionnant :

$$dV_1 - bV_2 = adI_1 - bcI_1 \quad \text{et} \quad I_1 = \frac{dV_1 - bV_2}{ad - bc}$$

de même on obtient :

$$I_2 = \frac{aV_2 - cV_1}{ad - bc}$$

3° $a = 600\ \Omega \qquad b = c = 400\ \Omega \qquad d = 600\ \Omega$

4° $V_1 = E = 6$ V.

Compte tenu des sens positifs retenus pour la tension V_2 et le courant I_2 il faut écrire : $V_2 = -RI_2 = -67\ I_2$.

Reportons ces valeurs dans l'expression de I_2 :

$$I_2 = \frac{-600 \times 67\, I_2 - 400 \times 6}{360\,000 - 160\,000} = \frac{-402\, I_2 - 24}{2\,000}$$

$$2\,000\, I_2 = -402\, I_2 - 24 \Rightarrow 2\,402\, I_2 = -24$$

$$I_2 = -\frac{24}{2\,402} \approx -0{,}01 \text{ A}.$$

Le courant I_2 réel est de sens opposé à celui qu'indique la figure.

A RÉSOUDRE,

12.12. — L'étage amplificateur (fig. 177) est utilisé avec un transistor pour lequel $h_{11} = 2\ k\Omega$; $h_{22} = 10^{-4}$ A/V; $h_{12} = 0$; $h_{21} = 110$; $R_C = 1\ k\Omega$. Calculer :

1° Les amplifications A_i, A_v et A_p.

2° La valeur qu'il faudrait donner à R_C pour que A_p soit maximal. Quelle est la valeur de ce maximum?

[*Réponses :* 1° 100; —50; 5 000; 2° 10 $k\Omega$; 15 125.]

12. 13. — Le montage de la figure 177 est utilisé avec un transistor dont les caractéristiques sont données figure 190. Le courant base de repos est $I_{B_o} = 30\ \mu A$; de plus $R_C = 1\ 000\ \Omega$ et $V_{CC} = 8$ V.

1° Tracer la droite de charge du réseau de sortie.

2° Relever les coordonnées du point P de repos.

3° Placer le point de repos dans les quadrants 2 et 3, en déduire :

a) la valeur de la tension V_{BE_o};

b) la valeur de la tension V_{BB} sachant que la droite d'attaque Δ du réseau $V_{BE}(I_B)$ coupe l'axe des abscisses au point de coordonnées (60 μA; 0).

4° Calculer la valeur de R_B.

12. 14. — Dans le montage de la figure 185, au repos on relève les valeurs suivantes : $V_{CC} = 18$ V; $V_{CE} = 10$ V; $V_{BE} = 225$ mV; $I_C = 8$ mA et $I_B = 100\ \mu A$.

1° Sachant que $I_P = 10\ I_B$, calculer le courant I_P dans la résistance R_1.

2° Calculer les valeurs de R_1 et de R_2.

12. 15. — On donne les paramètres d'un transistor : $h_{11} = 5\ 000\ \Omega$; $h_{12} = 2 \times 10^{-4}$; $h_{21} = 120$ et $h_{22} = 10^{-3}$ S. Les coordonnées du point de repos sont $V_{CE_o} = 5$ V et $I_{C_o} = 20$ mA; la résistance de charge est $R_C = 200\ \Omega$.

1° Écrire l'équation de la droite de charge du réseau de sortie. Quelle est la valeur de V_{CC}?

2° Calculer la valeur efficace du courant i_C de sortie si celle du courant d'entrée i_B est de 50 μA.

3° Calculer la valeur efficace de la tension d'entrée v_{BE}.

4° Pouvait-on négliger h_{12}? h_{22}?

12. 16. — A partir des équations 15 *bis* et des valeurs suivantes :

$$h_{11} = 200\ \Omega;\quad h_{12} = 5 \times 10^{-4};\quad h_{21} = 100;$$
$$h_{22} = 10^{-3}\ \text{S}\quad \text{et}\quad R_C = 250\ \Omega.$$

1° Établir les relations numériques qui expriment v_{CE} et i_C en fonction de i_B et de v_{BE}.

2° Le courant i_B ayant une valeur efficace de 0,1 mA, calculer les valeurs efficaces de i_C et de v_{CE}.

3° Calculer A_i, A_v, A_p.

13

AMPLIFICATION PAR TUBE TRIODE

AVERTISSEMENT : Étant donné la disparition progressive des tubes à vide, ce chapitre est essentiellement constitué par des rappels du cours de 1re F.

67. Réseaux et paramètres.

1° **Réseau Kellog.** — a) *Définition :* Le réseau Kellog est l'ensemble des caractéristiques $I_a(U_a)$, du courant anodique en fonction de la tension anodique, tracées pour une tension de grille donnée (fig. 199).

b) *Résistance interne :* Pour une tension de grille constante, la résistance interne est le quotient $R_i = \frac{dU_a}{dI_a}$ d'une petite variation de tension anodique par la variation correspondante de courant anodique.

$$\boxed{R_i = \frac{dU_a}{dI_a}} \quad \text{pour} \quad U_g = \text{Cte} \quad \begin{cases} dU_a \text{ en V} \\ dI_a \text{ en A} \\ R_i \text{ en } \Omega \end{cases} \quad \text{ou} \quad \begin{cases} dU_a \text{ en V} \\ dI_a \text{ en mA} \\ R_i \text{ en } k\Omega \end{cases}$$

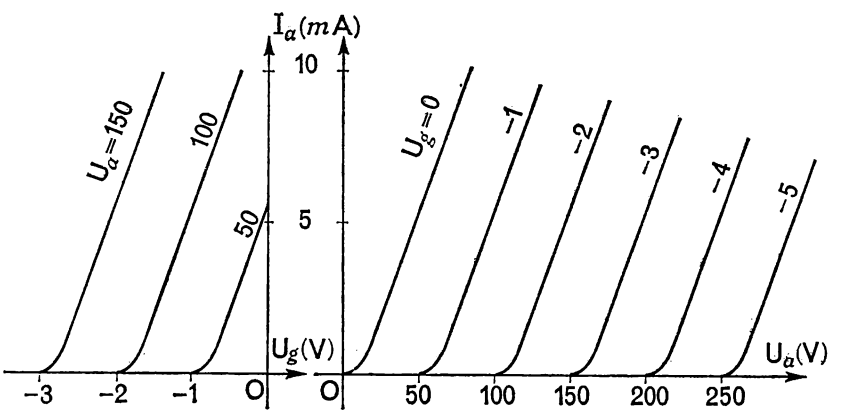


Fig. 200. — *Réseau mutuel.*

Fig. 199. — *Réseau Kellog.*

Cette résistance est inversement proportionnelle à la pente de la caractéristique au point considéré; elle est à peu près constante dans la mesure où la caractéristique $I_a(U_a)$ est sensiblement rectiligne.

2° **Réseau mutuel.** — a) *Définition :* Le réseau mutuel est l'ensemble des caractéristiques $I_a(U_g)$, du courant anodique en fonction de la tension de grille, tracées pour une tension anodique donnée (fig. 200).

b) *Pente :* Pour une tension anodique constante, la pente est le quotient $p = \frac{dI_a}{dU_g}$ d'une petite variation de courant anodique par la variation correspondante de la tension grille.

$$\boxed{p = \frac{dI_a}{dU_g}} \quad \text{pour} \quad U_a = \text{Cte} \quad \begin{cases} dI_a \text{ en A} \\ dU_g \text{ en V} \\ p \text{ en A/V} \end{cases} \quad \text{ou} \quad \begin{cases} dI_a \text{ en mA} \\ dU_g \text{ en V} \\ p \text{ en mA/V} \end{cases}$$

Cette pente est proportionnelle à la *pente* (1) de la caractéristique au point considéré; elle est à peu près constante dans la mesure où la caractéristique $I_a(U_g)$ est sensiblement rectiligne.

3° **Facteur d'amplification.** — a) *Définition :* Pour un courant anodique constant, le facteur d'amplification est le quotient d'une petite variation de tension anodique par la variation correspondante de tension de grille

$$\boxed{\mu = \frac{dU_a}{dU_g}} \quad \text{pour} \quad I_a = \text{Cte.}$$

Ce facteur est sensiblement constant même si les caractéristiques ne sont pas très rectilignes.

b) *Relation :* Les trois paramètres d'un tube triode sont liés par la relation,

$$\boxed{\mu = pR_i} \quad \begin{cases} p \text{ en A/V} \\ R_i \text{ en } \Omega \end{cases} \quad \text{ou} \quad \begin{cases} p \text{ en mA/V} \\ R_i \text{ en } k\Omega \end{cases}$$

Rappelons que μ est un nombre abstrait.

4° **Interdépendance des deux réseaux.** — Tout point du réseau Kellog a son image dans le réseau mutuel et inversement (fig. 202).

(1) Au sens mathématique du mot.

68. Triode au repos.

1° **Montage.** — Nous donnons (fig. 201) le montage avec **polarisation automatique** qui est le plus fréquemment utilisé. La résistance R_g placée entre grille et masse évite que le générateur qui produit le signal d'entrée ne soit court-circuité. En l'absence de signal alternatif le potentiel de la grille est celui de la masse, $V_{go} = 0$.

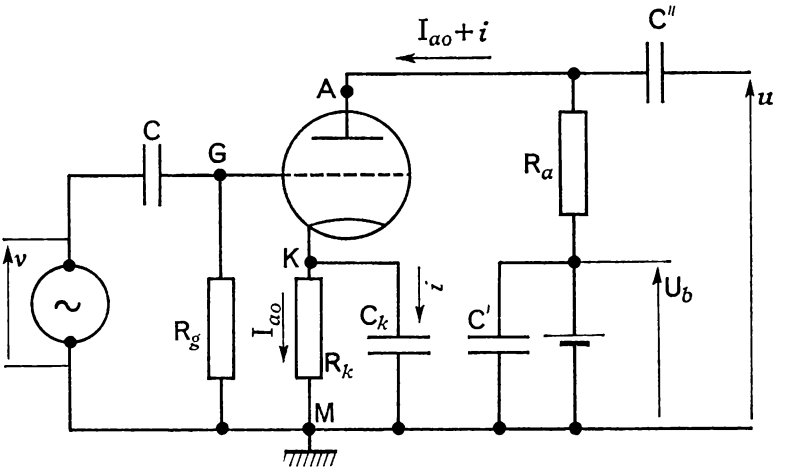


Fig. 201. — *Montage amplificateur.*

La résistance R_k est traversée par le courant anodique de repos I_{ao}, elle produit ainsi une chute de tension égale à R_kI_{ao} et, par rapport à la masse, le potentiel (positif) de la cathode est $V_k = R_kI_{ao}$. La tension de grille est donc :

$$U_{go} = V_{go} - V_k = 0 - R_kI_{ao} = -R_kI_{ao}.$$

La grille est bien négative par rapport à la cathode. La résistance R_k n'interviendra pas en alternatif car elle est découplée par un condensateur C_k de forte capacité qui, pratiquement, la court-circuite. La résistance de charge R_a est dans le circuit anodique. La source de tension U_b n'interviendra pas en alternatif car elle est découplée par un condensateur C' de forte capacité.

2° **Droite de charge.** — En l'absence de signal alternatif, la loi d'Ohm appliquée au circuit anodique s'écrit :

$$U_b = U_a + (R_a + R_k)I_a$$

Cette relation est, dans le réseau Kellog, l'équation $I_a(U_a)$ de la **droite de charge statique :**

$$I_a = \frac{U_b}{R_a + R_k} - \frac{U_a}{R_a + R_k}$$

La pente de la droite de charge est proportionnelle à $-\frac{1}{R_a + R_k}$.

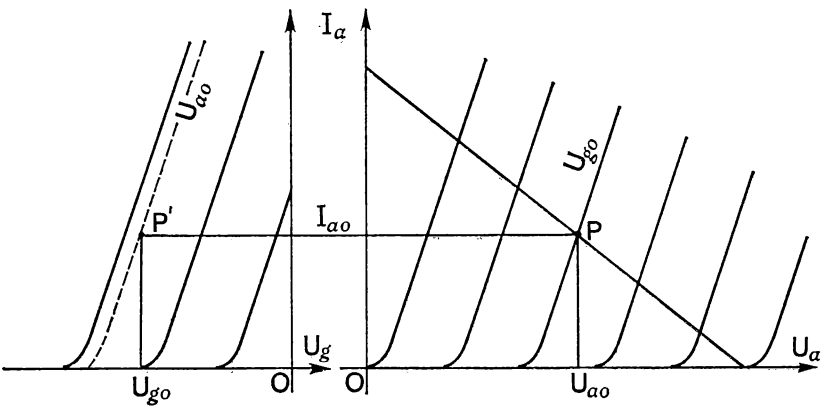


Fig. 202. — *Droite de charge statique et point de repos.*

3° **Point de repos.** — Il est à l'intersection de la droite de charge statique et de la caractéristique $I_a(U_a)$ correspondant à la tension de grille U_{go}. Dans le réseau mutuel, l'image de ce point de repos est un point P′ de même ordonnée et dont l'abscisse est U_{go}. Les coordonnées de ces deux points P et P′ sont les valeurs de repos U_{ao}, I_{ao}, U_{go} (fig. 202).

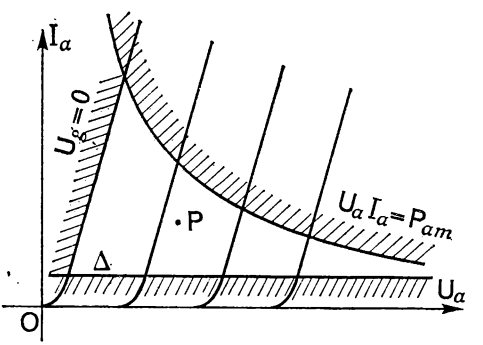


Fig. 203.

Le point de repos P doit être placé à l'intérieur d'un domaine limité par :

— l'hyperbole de dissipation maximale $I_a = \frac{P_{am}}{U_a}$ où P_{am} est la puissance anodique maximale pouvant être dissipée par le tube.

— la parallèle Δ à l'axe des abscisses au-dessous de laquelle les caractéristiques ne sont pas suffisamment rectilignes (fig. 203).

Noter que ce domaine est aussi limité par la caractéristique $I_a(U_a)$ correspondant à $U_g = 0$ puisque, avec la polarisation automatique, la tension de grille ne peut être positive.

69. Fonctionnement en amplificateur.

1° Droite de charge dynamique. — La résistance R_k est découplée par le condensateur C_k et, pratiquement, le courant alternatif ne la traverse pas : pour l'alternatif, la charge du circuit anodique se réduit à R_a. La **droite de charge dynamique** D_a est donc différente de la droite D de charge statique. Sa pente est proportionnelle à $-\frac{1}{R_a}$ (fig. 204).

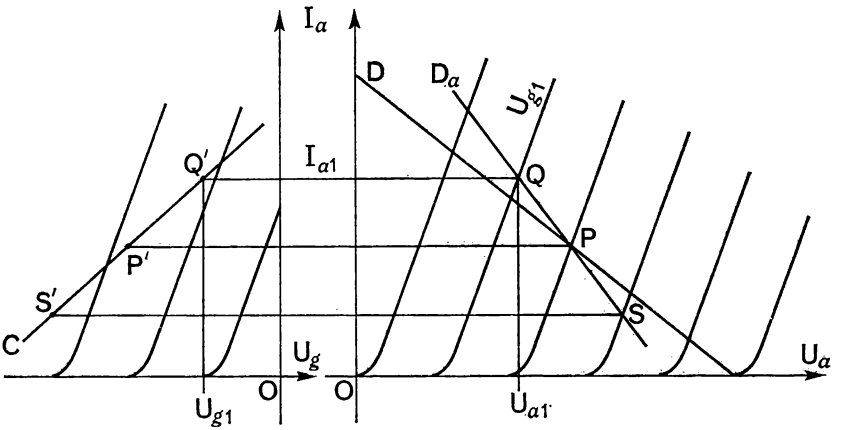


Fig. 204. — *Droite de charge dynamique D_a et caractéristique dynamique C.*

2° Caractéristique dynamique C du réseau mutuel. — Elle se construit point par point à partir de D_a (fig. 204). Au point Q du réseau Kellog, de coordonnées U_{a1}, I_{a1} et se trouvant sur la caractéristique U_{g1} correspond le point Q' de coordonnées U_{g1}, I_{a1} se trouvant sur la caractéristique U_{a1}.

3° Application d'une tension alternative $v = V_m \sin \omega t$ à l'entrée. — La tension grille $\mathfrak{V}_g = U_{go} + v$ varie entre $U_{go} + V_m$ et $U_{go} - V_m$. Le point de fonctionnement se déplace de part et d'autre de P′ sur une portion de courbe Q′S′ sensiblement rectiligne si le point de repos est convenablement choisi (fig. 205). La tension sinusoïdale v engendre

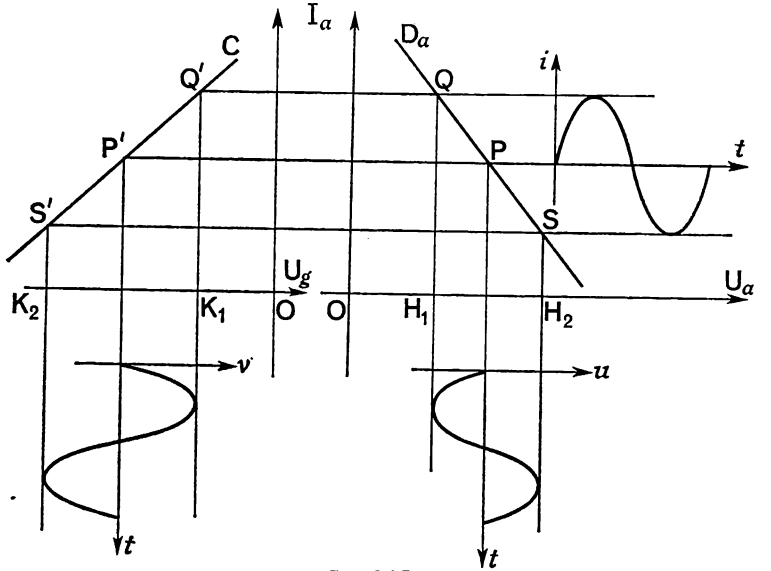


Fig. 205.

alors dans le circuit anodique un courant sinusoïdal i qui se superpose au courant de repos I_{ao}. La tension anodique est la somme de la tension de repos U_{ao} et d'une tension alternative u; cette dernière est la tension de sortie du montage, la tension continue étant éliminée par un condensateur de découplage C″ (revoir fig. 201). Les tensions v et u sont en opposition de phase. L'amplification en tension est le rapport des excursions totales H_1H_2 et K_1K_2 c'est-à-dire des doubles des valeurs maximales de u et de v; c'est aussi le rapport des valeurs efficaces de ces tensions :

$$|A_v| = \frac{H_1H_2}{K_1K_2} = \frac{U}{V}$$

4° Formules. — Rappelons les formules essentielles: I, V et U étant les valeurs efficaces respectives du courant, de la tension d'entrée et de la tension de sortie, on a :

$$I = \frac{\mu V}{R_a + R_i} \qquad A_v = -\frac{\mu R_a}{R_a + R_i}$$

5° **Remarque.** — Le fonctionnement du tube est profondément modifié lorsque la fréquence du signal dépasse la dizaine de milliers d'hertz; des capacités parasites inter-électrodes interviennent alors et l'amplification A_v décroît quand la fréquence augmente, la valeur de A_v n'est plus donnée par la formule précédente. On peut alors remplacer le tube triode par un tétrode à faisceaux dirigés ou par un pentode, signalons que pour ces tubes les formules restent valables.

PROBLÈMES

AVERTISSEMENT : Revoir les exercices et problèmes proposés dans le livre Électronique 1re F_2, 1re F_3 aux chapitres 10 et 11.

13. 01. — 1° Tracer les caractéristiques, supposées rectilignes, d'un tube dont on donne deux paramètres $R_i = 12\ k\Omega$ et $p = 4$ mA/V.

2° Placer dans le réseau Kellog la droite de charge statique pour que le point de repos ait les coordonnées $U_{ao} = 144$ V et $I_{ao} = 4$ mA sachant que $U_b = 240$ V. En déduire la valeur de la somme $R_a + R_k$ puis celle de R_a et de R_k.

3° Tracer la droite de charge dynamique puis construire la caractéristique dynamique du réseau mutuel.

N. B. — On tracera les caractéristiques du réseau Kellog pour les valeurs suivantes de la tension U_g : 0; −1; −2; −3; −4 V.

13. 02. — Avec les données du problème précédent déterminer graphiquement l'amplification et les valeurs efficaces des grandeurs de sortie pour une tension d'entrée $v = 1{,}25 \sin \omega t$.

13. 03. — 1° Calculer l'amplification obtenue avec un tube triode dont la pente est $p = 7$ mA/V et la résistance interne $R_i = 15\ k\Omega$ quand on l'utilise dans le montage de la figure 201 avec une tension $U_b = 200$ V, une résistance de charge $R_a = 10\ k\Omega$ et une résistance de polarisation $R_k = 470\ \Omega$.

2° Calculer la tension U_{go} sachant que $I_{ao} = 6$ mA.

3° Calculer la capacité de C_k pour que, à la fréquence de 100 Hz, son impédance soit égale au dixième de R_k.

14

FONCTION COMMUTATION

70. Le transistor est un relais statique.

1° **Relais électromagnétique** (fig. 206). — Rappelons son fonctionnement :

a) *L'interrupteur K est ouvert :* Le courant dans la charge R est nul et toute la tension V_{cc} est appliquée entre les bornes C et E du relais.

b) *L'interrupteur K est fermé :* Le courant I_0 passe dans la charge, la chute de tension entre les bornes C et E du relais est nulle et la tension V_{co} est appliquée à la charge R.

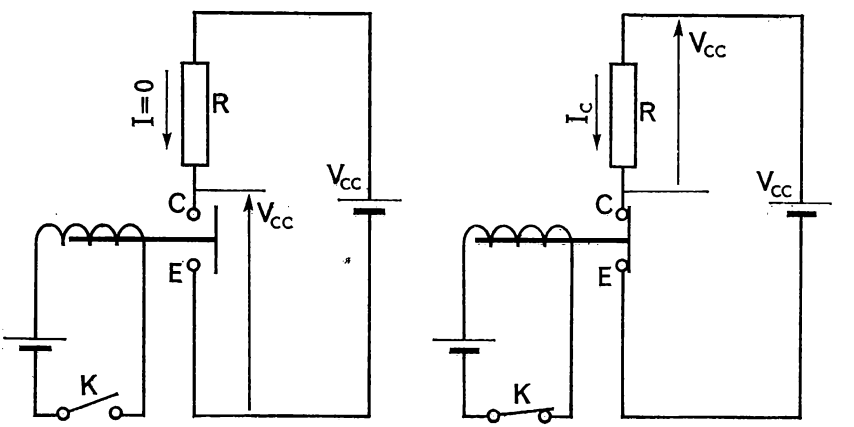


Fig. 206. — *Relais électromagnétique.*

2° **Montage avec transistor** (fig. 207). — a) *L'interrupteur K est ouvert :* La charge R est traversée par un faible courant et l'on peut admettre qu'elle n'est pas alimentée; pratiquement toute la tension V_{co} est appliquée entre les bornes C et E du transistor. Le transistor est à l'**état bloqué.**

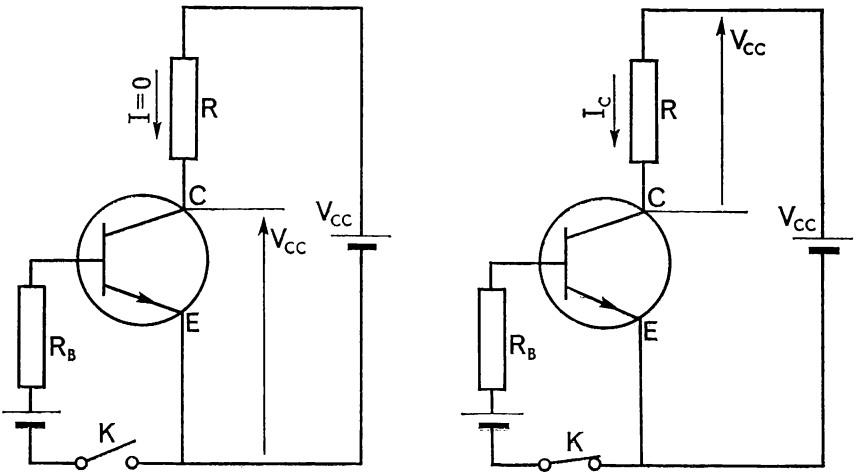


Fig. 207. — *Le transistor est un relais statique.*

b) *L'interrupteur K est fermé :* Le courant I_C passe dans la charge, la chute de tension entre les bornes C et E est faible et la presque totalité de la tension V_{CC} est appliquée à la charge. Le transistor est à l'**état conducteur.**

3° **Comparaison des deux systèmes.** — *a) L'interrupteur K est ouvert :* Le courant dans la charge est strictement nul avec le relais électromagnétique alors que le transistor laisse passer le courant résiduel I_{CEO} correspondant à $I_B = 0$ soit une fraction de milliampère. Le transistor est un interrupteur imparfait dont la résistance n'est pas infinie quand il est à l'état bloqué.

b) *L'interrupteur K est fermé :* La tension entre les bornes C et E du relais est nulle alors que la tension V_{CE} entre le collecteur et l'émetteur du transistor ne l'est pas. Le transistor est un interrupteur imparfait, et sa résistance, qui n'est pas nulle quand il est conducteur, produit une chute de tension.

4° **Points de fonctionnement du transistor** (fig. 208). — Ces points se trouvent sur la droite de charge dont l'équation est :

$$V_{CC} = V_{CE} + R_C I_C$$

ou :

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{V_{CE}}{R_C}$$

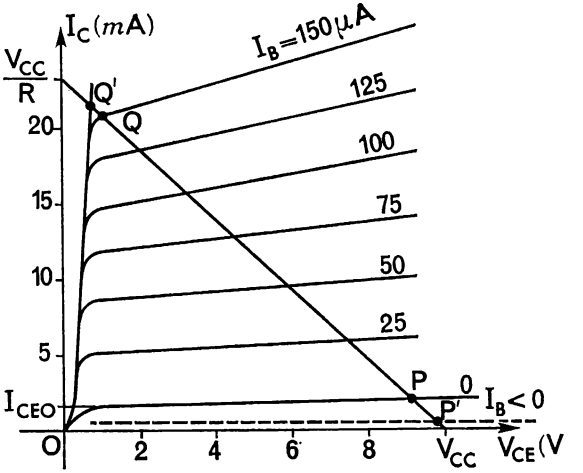


Fig. 208. — *Points de fonctionnement*
(pour rendre la figure plus claire, la valeur de I_{CEO} a été exagérée).

a) Avec K ouvert, le courant de base est nul et le point de fonctionnement est en P sur la caractéristique $I_B = 0$.

b) Avec K fermé, le point de fonctionnement se trouve en Q sur la caractéristique correspondant au courant de base choisi $I_B = \frac{I_C}{\beta}$, où β est le gain statique en courant.

5° **Amélioration des performances.** — a) *Diminution du courant I_C à l'état bloqué :* Pour avoir P le plus près possible de l'axe des abscisses,

— on choisit un transistor à très faible courant résiduel (transistor au silicium, par exemple);

— on peut même appliquer une tension inverse à la jonction base-émetteur; cette dernière est alors traversée par un courant inverse $I_B < 0$ auquel correspond une caractéristique (en pointillés sur la fig. 208) située entre la courbe $I_B = 0$ et l'axe des abscisses, le point de fonctionnement vient en P′ (fig. 208).

b) *Diminution de la chute de tension V_{CE} :* Pour avoir Q le plus près possible de l'axe des ordonnées, on injecte dans la base un courant égal à plusieurs fois la valeur théorique $I_B = \frac{I_C}{\beta}$. Le point de fonctionnement vient alors en Q′ sur la partie commune aux différentes caractéristiques, le courant I_C ne peut augmenter davantage (pour la charge R imposée)

et le transistor est dit **saturé.** Dans ces conditions on a pratiquement $I_C \approx \frac{V_{CC}}{R}$.

6° **Inconvénients et avantages du transistor sur le relais électromagnétique.** — Les inconvénients viennent d'être signalés; courant résiduel à l'état bloqué et légère chute de tension à l'état conducteur. Les avantages sont :

— temps de réponse plus faibles : quelques microsecondes au lieu de quelques millisecondes;

— possibilités de fonctionnement à fréquences plus élevées : quelques milliers d'hertz au lieu de quelques centaines;

— encombrement beaucoup plus faible;

— robustesse et durée de vie beaucoup plus grandes.

7° **Puissances dissipées.** — Rappelons que la puissance dissipée est : $P_C = V_{CE} \times I_C$.

En P (ou en P') la tension est presque égale à V_{CC} mais le courant est pratiquement nul; P_C ne dépasse pas quelques milliwatts. En Q (ou en Q') le courant I_C est important mais la tension V_{CE} ne dépasse guère 0,1 V; la puissance P_C, tout en étant faible, peut atteindre quelques dixièmes de watt.

71. Notions d'algèbre de Boole.

1° Dans les circuits de commutation, pour un grand nombre de dispositifs électriques ou électroniques, deux états de fonctionnement et **deux seulement** sont possibles :

— transistor bloqué ou passant;

— interrupteur ouvert ou fermé;

— relais excité ou non...

Par convention, on affecte **la valeur 1** à l'un de ces états et **la valeur 0** à l'autre; on peut alors utiliser les règles de l'algèbre de Boole pour étudier ces circuits car, dans cette algèbre, les grandeurs considérées, y compris les fonctions, ne peuvent prendre que deux valeurs, soit **1**, soit **0**.

L'état d'un système qui dépend d'un certain nombre de conditions peut être défini à l'aide d'une équation (équation logique ou de Boole) à laquelle il est possible de faire correspondre un schéma électrique. A l'aide des règles de l'algèbre de Boole on peut transformer ou simplifier

cette équation; ces opérations permettent d'éliminer les éléments surabondants dans un schéma donné et de trouver divers schémas équivalents pour obtenir un résultat déterminé.

2° **Principales opérations de l'algèbre de Boole** [1] — On désigne par a et b deux nombres ne pouvant prendre que les valeurs 0 ou 1.

a) **Somme logique ou somme booléenne ou réunion :** la somme de deux nombres a et b est représentée symboliquement par l'égalité :

$$\boxed{S = a + b}$$

Cette loi de composition est définie à l'aide du tableau suivant :

a	b	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Remarques :

1. Le signe + peut être remplacé par $\vee$ ($a \vee b$) ou $\cup$ ($a \cup b$);
2. La somme booléenne correspond à la proposition logique OU :

$$S = 1 \text{ si l'on a : } \begin{cases} \text{ou } a = 1 \\ \text{ou } b = 1 \\ \text{ou } a = 1 \text{ et } b = 1 \end{cases}$$

Quand il signifie ou l'un ou l'autre ou les deux, le OU est dit **inclusif.**

b) **Produit logique (ou booléen) ou intersection :** Le produit logique de deux nombres a et b est représenté symboliquement par l'égalité,

$$\boxed{P = a \times b}$$

(1) Ce qui suit n'est qu'un résumé nécessaire à la compréhension de la suite du chapitre.

Cette loi de composition est définie à l'aide du tableau suivant :

a	b	P
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

REMARQUES : 1. Le signe $\times$ peut être remplacé par $\wedge$ $(a \wedge b)$ ou par $\cap$ $(a \cap b)$ ou par un point $(a.b)$ ou même supprimé (ab).

2. Le produit logique correspond à la proposition logique ET :

P = 1 **seulement** si a ET b sont tous deux égaux à 1.

3. Les deux opérations, somme et produit sont identiques à celles de l'algèbre classique sauf dans le cas S = 1 + 1 = 1.

c) **Négation :** On appelle « non a » ou « a complémenté » ou encore « a barré » le nombre noté $\bar{a}$ qui est égal à 1 quand $a = 0$ et inversement.

a	$\bar{a}$
0	1
1	0

REMARQUE : $\bar{\bar{a}} = a$.

d) *Quelques résultats :* Rappelons que a et b ne peuvent prendre que la valeur 0 ou la valeur 1; pour $\forall a$ et $\forall b$ on a :

$$a + 0 = a \qquad a \times 0 = 0$$
$$a + 1 = 1 \qquad a \times 1 = a$$
$$a + a = a \qquad a \times a = a$$
$$a + \bar{a} = 1 \qquad a \times \bar{a} = 0$$
$$a + ab = a \qquad a(a+b) = a$$

Ces résultats peuvent être facilement vérifiés comme nous allons le montrer sur deux exemples.

EXEMPLE I : $a + 1 = 1$.

si $a = 0$, le premier membre est donc égal à $0 + 1$ soit à 1
si $a = 1$, le premier membre est égal à $1 + 1$ soit encore 1

EXEMPLE II : $a(a+b) = a$

$a = 0$ $\quad 0(0 + b) = 0$ quel que soit b
$a = 1$ $\quad 1(1 + b) = 1$ quel que soit b

e) **Théorèmes de de Morgan :**

1. Le complément d'une somme est égal au produit des compléments des termes de cette somme :

$$\overline{a + b} = \bar{a} \times \bar{b}$$

2. Le complément d'un produit est égal à la somme des compléments des facteurs de ce produit :

$$\overline{a \times b} = \bar{a} + \bar{b}$$

Ces résultats peuvent être généralisés et permettent d'énoncer deux lois :

3. Pour écrire la négation d'une expression booléenne on remplace chaque terme par sa négation, le signe $+$ par le signe $\times$ et le signe $\times$ par le signe $+$

4. De toute identité entre expressions booléennes on peut déduire une nouvelle identité en remplaçant $+$ par $\times$ et $\times$ par $+$

f) Vérification du premier théorème :

a	b	$a + b$	$\overline{a + b}$	$\bar{a}$	$\bar{b}$	$\bar{a} \times \bar{b}$
0	0	0	1	1	1	1
1	0	1	0	0	1	0
0	1	1	0	1	0	0
1	1	1	0	0	0	0

g) *Applications des lois :*

1re LOI : $\overline{a + (b \times c)} = \bar{a} \times (\bar{b} + \bar{c})$

2e LOI : $a \times (a+b) = a \iff a + (a \times b) = a.$

72. Circuits logiques.

1° **Conventions.** — *a*) Une borne d'entrée ou de sortie d'un circuit est dans un état 1 si son potentiel V a une valeur comprise entre des limites déterminées; elle est dans l'état 0 dans les autres cas.

EXEMPLES :

α) Convention positive

état 1 : $V \geqslant 16$ V
état 0 : $V \leqslant 6$ V

β) Convention négative :

état 1 : $V \leqslant -10$ V
état 0 : $V \geqslant -1$ V

b) Un appareil de commande est dans l'état 1 si on l'actionne et dans l'état 0 dans le cas contraire.

c) Un dispositif (transistor, relais...) est dans l'état 1 s'il est conducteur et dans l'état 0 s'il n'est traversé par aucun courant.

2° **Fonction logique NON.** — Considérons le montage de la figure 209 et déterminons les valeurs V_e et V_s des tensions d'entrée et de sortie pour les deux régimes de fonctionnement.

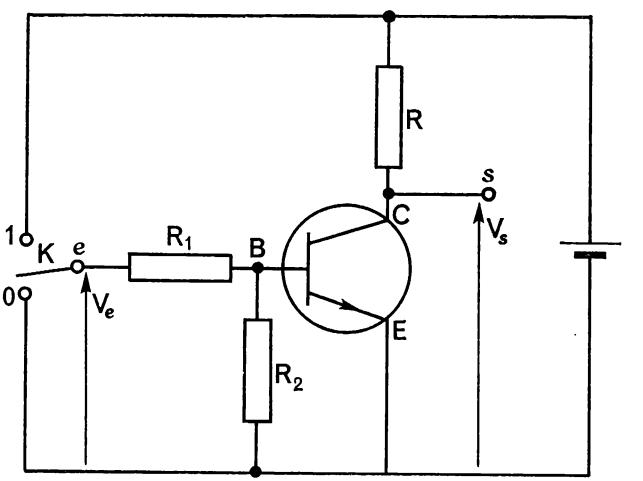


Fig. 209. — *Fonction NON.*

a) *Inverseur K en* **0** : pas de tension base, pas de courant base, le transistor n'est pas conducteur et le point de fonctionnement est en P (fig. 208),

$$V_e = 0 \qquad \text{et} \qquad V_s \approx V_{cc}.$$

Avec la convention positive on peut dire que **e** est dans l'état **0** tandis que **s** est dans l'état **1**, on peut écrire :

$$e = 0 \Rightarrow s = 1$$

b) *Inverseur K en* **1** : La jonction base-émetteur est polarisée en direct et le transistor est conducteur, le point de fonctionnement est en Q (fig. 208),

$$V_e = V_{co} \qquad \text{et} \qquad V_s \approx 0$$

avec la même convention, *e* est dans l'état 1 et *s* dans l'état 0

$$e = 1 \Rightarrow s = 0$$

En conclusion on peut écrire pour les deux positions de K :

$$\boxed{s = \bar{e}}$$

Le montage de la figure 209 concrétise la fonction NON. Le montage de la figure 210 correspond à la même fonction mais avec une base polarisée en inverse quand le transistor est bloqué.

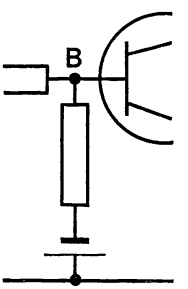


Fig. 210. — *(Partie modifiée de la figure 209).*

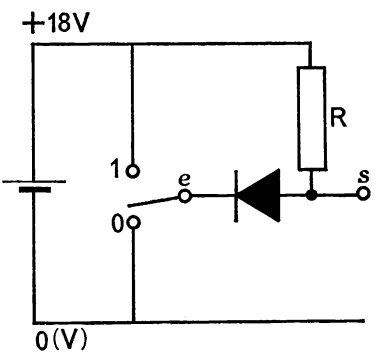


Fig. 211.

3° **Fonction ET.** — *a*) Considérons la figure 211 : quand l'interrupteur est en 0 la diode est passante et puisque la chute de tension d'une diode est négligeable, le potentiel du point *s* est nul. Quand l'interrupteur est en 1, il n'y a plus de courant dans la résistance R et le point *s* est au potentiel +18 V.

b) Avec plusieurs diodes (fig. 212), il suffit qu'une seule d'entre elles ait sa cathode au potentiel 0 (interrupteur en 0) pour qu'elle conduise et que le potentiel de *s* soit zéro. Il est donc nécessaire que tous les interrupteurs soient en position 1 (diodes non conductrices) pour que le courant dans R soit nul et que le potentiel de *s* soit +18 V.

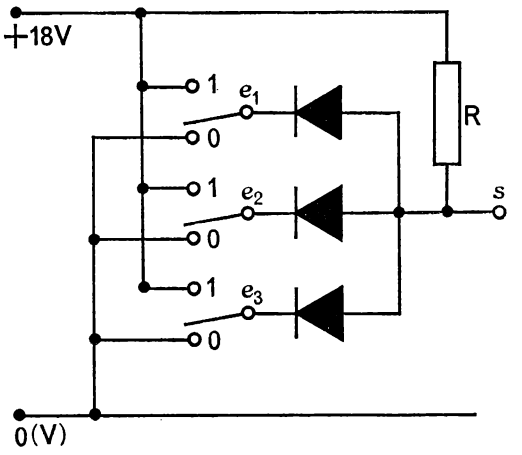


Fig. 212. — *Fonction ET.*

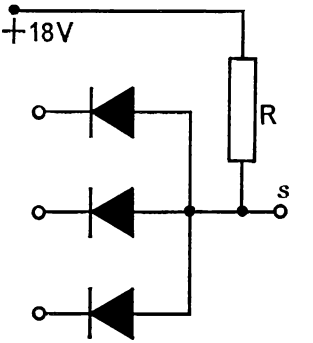


Fig. 213.
Représentation schématisée.

Donc pour que *s* soit dans l'état 1 (convention positive) **il faut que e_1 ET e_2 ET e_3** soit dans l'état 1; *s* est le produit logique des trois termes e_1, e_2, e_3 :

$$s = e_1 \times e_2 \times e_3$$

La figure 213 est une représentation schématique du montage 212.

4° **Fonction $\overline{\text{ET}}$.** — On l'obtient en réunissant la sortie d'une fonction ET à l'entrée d'une fonction NON (fig. 214) :

$$s = \overline{e_1 \times e_2 \times e_3}$$

Cette fonction $\overline{\text{ET}}$ est aussi appelée « **non ET** » ou encore **NAND** qui est la contraction de l'expression anglo-saxonne « no and ».

5° **Fonction OU** (fig. 215). — Il suffit qu'une seule des bornes d'entrée soit dans l'état 1, au potentiel +18 V, pour que la borne de sortie

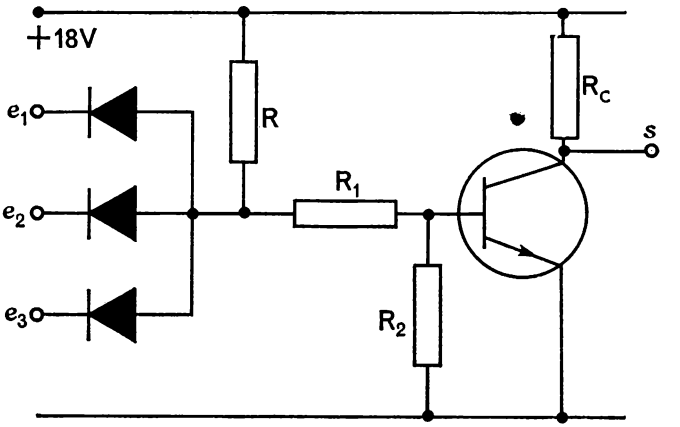


Fig. 214. — *Fonction $\overline{ET}$ ou NAND.*

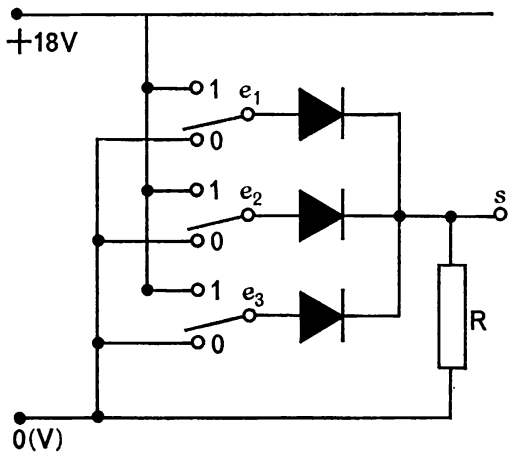


Fig. 215. — *Fonction OU.*

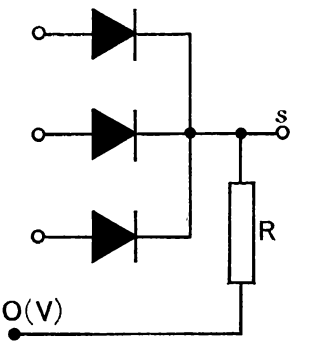


Fig. 216.
Représentation schématisée.

soit aussi dans l'état 1 (à + 18 V). Le terme de sortie s est la somme logique des termes e_1, e_2, e_3.

$$s = e_1 + e_2 + e_3$$

La figure 216 est une représentation schématisée de la fonction OU.

6° **Fonction $\overline{OU}$.** — On l'obtient en réunissant la sortie d'une fonction OU à l'entrée d'une fonction NON (fig. 217) :

$$s = \overline{e_1 + e_2 + e_3}$$

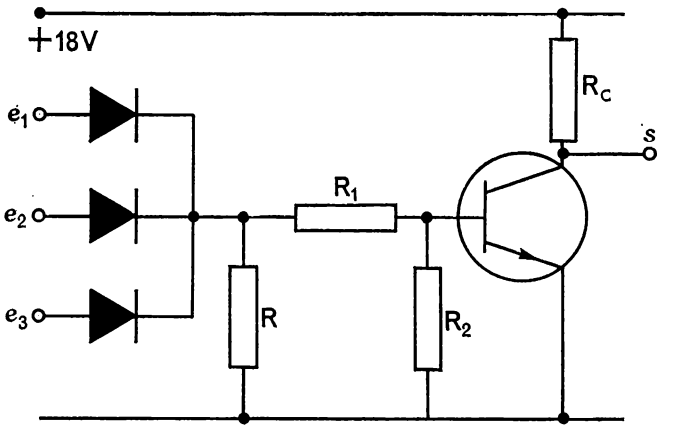


Fig. 217. — *Fonction $\overline{OU}$ ou NOR.*

On l'appelle aussi fonction **NI** car ni e_1, ni e_2, ni e_3 ne doivent se trouver dans l'état 1 pour que s s'y trouve. Elle est encore appelée fonction « **non OU** » ou fonction **NOR** (no or).

7° **Conclusion.** — Les circuits logiques sont utilisés dans de nombreux automatismes; on rencontrera un grand nombre de leurs applications lors de l'étude des schémas électriques.

EXERCICES ET PROBLÈMES

14. 01. — Donner l'équation logique du montage de la figure 218.

[*Réponse* : $s = (a \times b) + (c \times d)$].

14. 02. — Donner l'équation logique du montage de la figure 219.

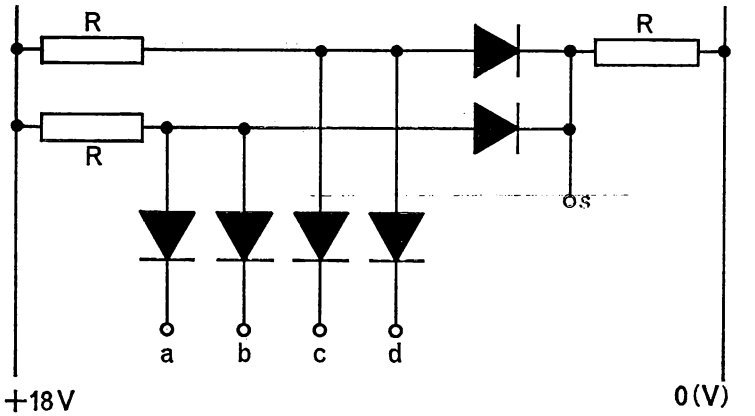


Fig. 218.

14. 03. — Donner l'équation logique du montage de la figure 220; montrer qu'elle est équivalente à celle de la figure 219.

[*Réponse* : $s = s_1 + s_2 = (\bar{y} + z) \times (y + \bar{z}) = (z \times y) + (\bar{y} \times \bar{z})$].

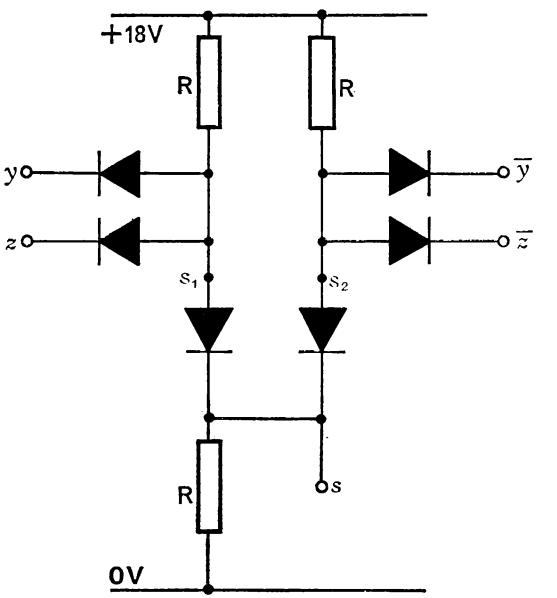


Fig. 219.

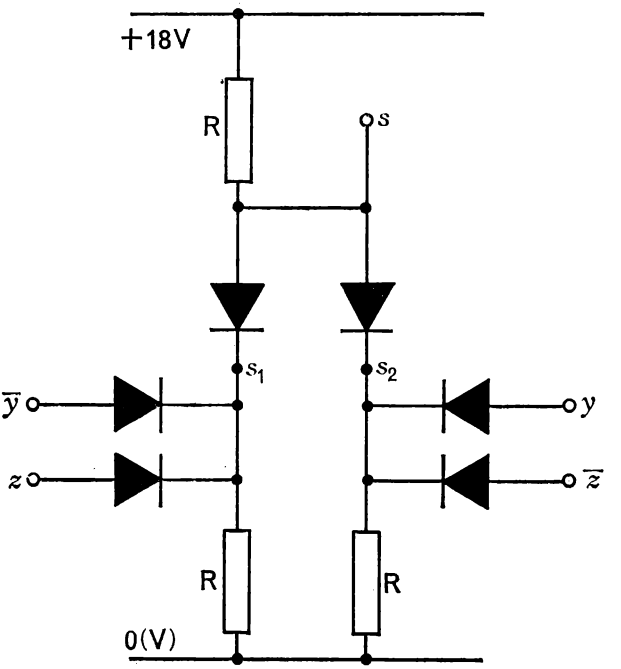


Fig. 220.

14. 04. — Réaliser le montage correspondant à l'équation logique

$$s = (a \times b \times c) + (d \times e).$$

14. 05. — On utilise le montage de la figure 207. La résistance $R = 450\ \Omega$ est celle de la bobine d'un relais et $V_{CC} = 9$ V.

1° Donner l'équation de la droite de charge.

2° Le relais étant excité pour un courant de 12 mA, déterminer avec le réseau 208 le courant de base minimal qui permettra d'avoir cet état.

3° L'intensité du courant de base est réglée à 125 μA. Placer le point de fonctionnement sur les caractéristiques et relever la valeur de V_{CE}. Quelle est la tension entre les bornes de la bobine du relais?

4° Mêmes questions quand $I_B = 0$.

5° Calculer les puissances dissipées dans les deux cas.

TRANSFORMATION
DE PHÉNOMÈNES PHYSIQUES

15

EFFETS THERMIQUES THERMISTANCES ET COUPLES THERMO-ÉLECTRIQUES

73. *Nature des thermistances.*

1° **Définition. — Une thermistance est une résistance thermosensible caractérisée par un coefficient de température négatif, de valeur absolue relativement grande.**

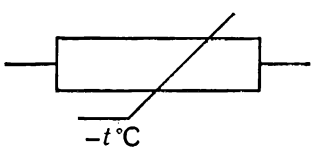


Fig. 221. — *Symbole d'une CTN.*

2° **Symbole.** — Sur le symbole général des résistances est placé un signe conventionnel qui rappelle que la résistance varie et le paramètre qui est la cause de cette variation (fig. 221).

3° **Constitution.** — a) *Matériaux employés :* Ce sont des oxydes métalliques (magnésium, manganèse, titane, fer, cobalt, nickel, zinc...) dont les résistivités sont comprises entre 1 Ωm et 100 Ωm. Leur résistivité diminue rapidement quand la température augmente. En les mélangeant, on obtient un grand choix de thermistances; certains mélanges se comportent comme des corps réfractaires et peuvent être utilisés à plus de 1 000 °C.

b) *Fabrication :* Les oxydes sont réduits en poudre et mélangés dans des proportions convenables. Ils sont ensuite comprimés, puis chauffés à une température inférieure à celle de fusion (frittage). Les

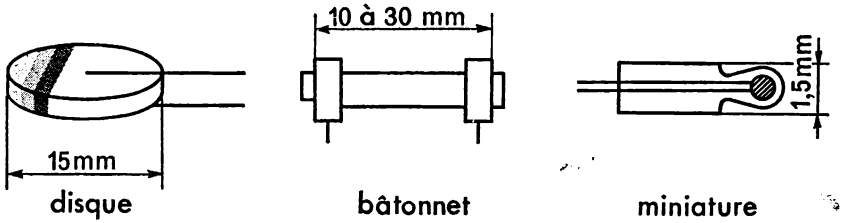


Fig. 222. — *Formes et dimensions des CTN.*

connexions sont fixées sur les éléments et l'ensemble est recouvert d'un vernis ou d'un émail.

La thermistance achevée se présente sous forme de disque, d'anneau, de bâtonnet ou de perle (fig. 222).

74. Propriétés.

1° Les oxydes utilisés sont des semi-conducteurs. Quand la température augmente le **nombre de porteurs libres croît** ainsi que la conductivité γ (et la conductance G); au contraire la résistivité ρ et la résistance R diminuent. Les thermistances ont donc un coefficient de température négatif : $a < 0$. C'est la raison pour laquelle les thermistances [1] sont aussi appelées **C.T.N. : Coefficient de Température Négatif.** Ce coefficient varie avec la nature de la C.T.N. et pour une thermistance donnée avec l'intervalle de température considéré; a est, en valeur absolue, de l'ordre de 10 fois le coefficient du cuivre.

2° **Caractéristique** $\rho = f(T)$. — La loi de variation de la résistivité en fonction de la température est la suivante :

$$\textbf{(17)} \qquad \boxed{\rho = be^{k/T}} \qquad \text{où}$$

T est la température absolue en degrés Kelvin (°K)
b et k sont deux constantes positives dépendant du matériau utilisé,
e est la base des logarithmes népériens ($e \simeq 2{,}718$),
ρ est la résistivité à la température T.

(1) Thermistance vient de l'anglais thermistor qui est lui-même une contraction de « thermally sensitive résistor ».

EXEMPLE :

$b = 6.10^{-4}\ \Omega m$; $k = 5\,000$ °K si T = 500 °K (227 °C), on a

$\rho = 6 \times 10^{-4} \times e^{5\,000/500} = 6 \times 10^{-4} \times e^{10} = 6 \times 10^{-4} \times 22\,026 = 13{,}2 \Omega m$

3° **Courbe.** — Les variations de la résistivité étant importantes, de 1 à 1 000 par exemple, on aura un meilleur échelonnement de valeurs en portant en ordonnée non pas ρ mais le logarithme népérien (ln) de ρ; la température, elle, est portée directement en abscisse (représentation semi-logarithmique). La fonction représentée sera donc (fig. 223) :

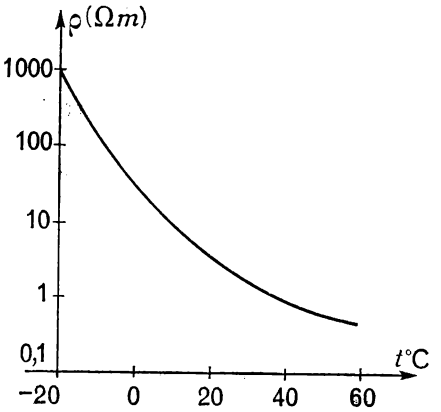


Fig. 223. — *Courbe ρ (t).*

$$\ln \rho = \ln b e^{k/T} = \ln b + \frac{k}{T}$$

c'est-à-dire une fonction homographique où T est la seule variable.

4° **Autre expression de ρ.** — Le fabricant de thermistances fournit souvent la valeur de la résistivité (et celle de la résistance) à 25 °C soit à 298 °K; il est donc pratique d'exprimer ρ en fonction de ρ_{25} :

$$\rho = be^{k/T} \quad \text{et} \quad \rho_{25} = be^{k/298} \quad \text{d'où} \quad \frac{\rho}{\rho_{25}} = \frac{e^{k/T}}{e^{k/298}}$$

soit

$$\rho = \rho_{25}\, e^{k(1/T - 1/298)}$$

5° **Coefficient de température.** — *a*) DÉFINITION : **C'est le quotient, de la variation relative de résistivité par la variation de température :**

$$a = \frac{\frac{\Delta \rho}{\rho}}{\Delta T}$$

A la limite, pour une température donnée, on aura :

$$a = \frac{\frac{d\rho}{\rho}}{dT} = \frac{1}{\rho} \times \frac{d\rho}{dT}$$

Calculons la dérivée de ρ par rapport à T :

$$\rho' = \frac{d\rho}{dT} = be^{k/T}\left(-\frac{k}{T^2}\right) = -\frac{k}{T^2}\,be^{k/T} = -\frac{k\rho}{T^2}.$$

D'où, il vient :

$$\boxed{a = -\frac{k}{T^2}}$$

b) Remarque :

→ k étant une constante positive, a est bien négatif.

→ a dépend de la température : quand la température absolue double, il est divisé par 4.

c) Exemple : Avec $k = 5\,000$ °K et pour T = 300 °K puis 600 °K, on trouve :

$$a = -\frac{5\,000}{(300)^2} = -\frac{5}{90} = -0{,}0556 \text{ deg}^{-1} \quad \text{et} \quad a = -0{,}0139 \text{ deg}^{-1}.$$

Rappelons que pour le cuivre $a = 0{,}004$ deg^{-1}.

6° **Résistance.** — Pour une thermistance de dimensions et de de forme données, elle est proportionnelle à ρ :

$$R = c\rho = cbe^{k/T}$$

en posant $cb = B$ nous pouvons écrire :

$$\boxed{R = Be^{k/T}} \quad \text{et} \quad R = R_{25}e^{k(1/T - 1/298)}$$

Les fabricants fournissent souvent des abaques donnant le rapport $\frac{R}{R_{25}}$ pour différentes valeurs de k.

75. Caractéristique courant-tension d'une thermistance.

1° **Montage.** — La thermistance est placée en série avec une résistance de protection r et l'ensemble est alimenté par une source délivrant

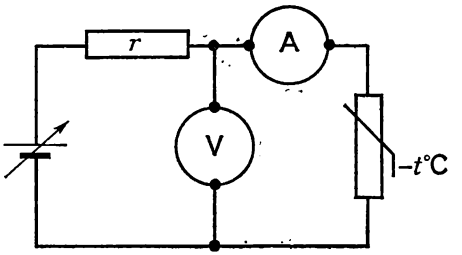


Fig. 224. — *Tracé de la caractéristique.*

une tension réglable (fig. 224). Avant chaque relevé, il faut prendre soin d'attendre que **l'équilibre thermique** soit réalisé [1].

2° **Courbes.** — On peut soit tracer directement $U = f(I)$ (fig. 225), soit, de préférence, tracer $\ln U = f(\ln I)$ c'est-à-dire utiliser des coordonnées logarithmiques (fig. 226).

3° **Interprétation physique de la courbe** (fig. 225).

a) *De 0 à A :* Le courant est faible et l'échauffement dû à l'effet joule est négligeable; la thermistance se comporte comme une résistance ordinaire et la loi d'Ohm est applicable; la courbe est une droite.

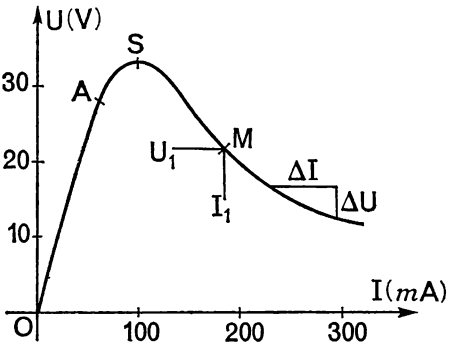


Fig. 225. — *Caractéristique U(I) d'une CTN.*

b) *Au delà de S :* Le courant est important, l'effet joule aussi et la thermistance s'échauffe. Le nombre de porteurs libres croît rapidement et la résistance diminue. Le passage, en S, d'une partie de la courbe à l'autre est le **basculement.**

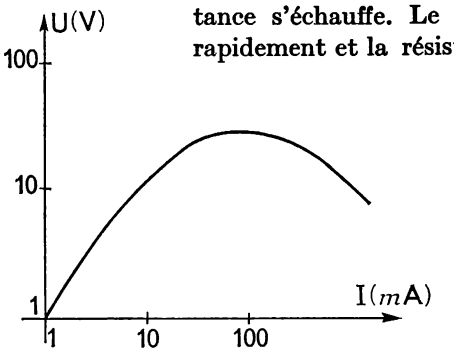


Fig. 226. — *Emploi d'échelles logarithmiques.*

4° **Résistances.**

a) *Résistance statique :* C'est pour un point tel que M (fig. 225), le quotient de la tension par le courant correspondant :

$$R_s = \frac{U_1}{I_1}.$$

(1) L'équilibre thermique est réalisé quand la température de la thermistance ne varie plus. L'énergie calorifique dissipée dans le milieu ambiant est alors égale à l'énergie apportée par le courant (effet joule).

Elle n'a d'intérêt que si les conditions de fonctionnement de la thermistance restent les mêmes. Elle est toujours positive.

b) *Résistance dynamique* [1] : au voisinage d'un point de fonctionnement, c'est le quotient d'une petite variation de tension par la variation correspondante de l'intensité du courant

$$\textbf{(18)} \qquad \boxed{R_d = \frac{\Delta U}{\Delta I}}$$

Elle peut être mesurée sur la courbe [1]. Elle est positive entre 0 et S, avant le basculement, et négative au delà de S, après le basculement. En S, la résistance dynamique est nulle.

76. Emplois des thermistances.

1° Le fonctionnement d'une thermistance dépend des conditions de son emploi.

2° **Premier cas, l'échauffement propre de la thermistance est négligeable.** — Autrement dit l'effet joule ne provoque pas d'échauffement notable et la **température de la thermistance est celle du milieu ambiant.**

a) *Thermométrie :* La thermistance est placée en série avec une pile et un ampèremètre (fig. 227). La résistance de la C.T.N., et par suite le courant dans le circuit, sont fonctions de la température; on peut donc éta-

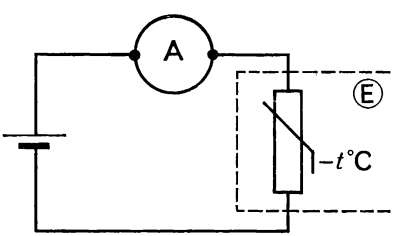


Fig. 227. — *Mesure de la température d'une enceinte E.*

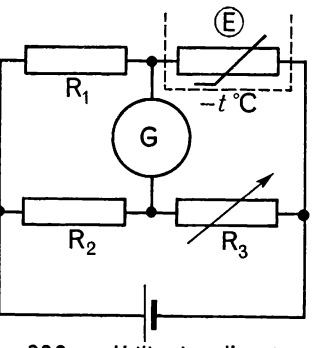


Fig. 228. — *Utilisation d'un pont de Wheatstone.*

(1) Voir cours de 1re (Niard, Électronique 1re F2 et 1re F3).

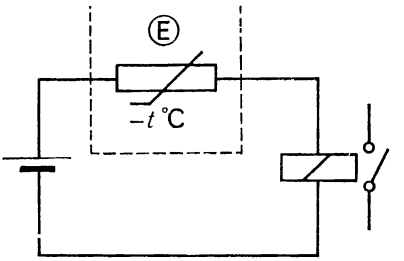


Fig. 229. — *Régulation de température.*

lonner le système avec des températures connues et l'utiliser en suite à la mesure des températures inconnues; l'ampèremètre peut même être directement gradué en degrés. Pour avoir davantage de précision, la thermistance peut constituer l'une des quatre branches d'un pont de Wheatstone (fig. 228).

b) *Régulation de température :* La thermistance est un **capteur** qui, par l'intermédiaire d'un relais (fig. 229), commande la mise en route ou l'arrêt d'une installation de chauffage (thermostat).

c) *Compensation des dérives thermiques :* Lorsque la température croît, la résistance des éléments métalliques d'un circuit augmente tandis que celle d'une C.T.N. diminue; on peut donc envisager la compensation de l'une par l'autre. Cette compensation ne peut être correcte que dans un domaine de températures assez étroit puisque la courbe R(T) d'une C.T.N. n'est pas une droite (revoir fig. 223). La figure 230 donne la compensation d'un galvanomètre.

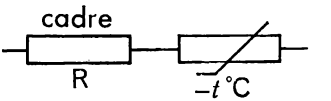


Fig. 230. — *Compensation par CTN en série.*

d) *Autres applications :* Mesure du niveau d'un liquide, pyrométrie.

3° **Deuxième cas, l'échauffement propre de la thermistance n'est pas négligeable.** — L'effet joule provoque un échauffement et la température de la thermistance est supérieure à celle du milieu ambiant.

a) *Temporisation :* La C.T.N. est en série avec un relais (fig. 231). Quand on ferme l'interrupteur K, le courant est insuffisant pour obtenir la fermeture du relais. Cependant la thermistance s'échauffe et au bout d'un temps plus ou moins long, grâce à la diminution de la résistance de la C.T.N., le courant atteint la valeur qui permet la fermeture du relais; on obtient ainsi **un retard à l'enclenchement** (temporisation) pouvant aller de quelques secondes à quelques minutes.

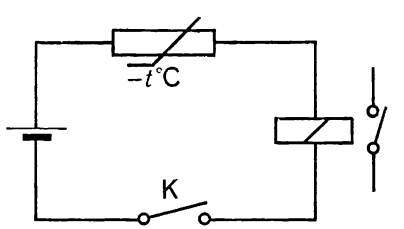


Fig. 231. — *Temporisation.*

b) *Régulation de tension :* Considérons une résistance métallique en série avec une C.T.N. (fig. **232**) et traçons pour chacune d'elles, puis pour l'ensemble, la courbe $U = f(I)$ (fig. 233). Cette dernière présente un palier qui correspond à une tension totale sensiblement constante U_2. Le montage (fig. 234) est utilisé pour obtenir une stabilisation (sommaire) de tension. La résistance r est destinée à « chuter » les volts en excès : c'est entre ses bornes que l'on retrouve l'excès de tension $U_1 - U_2$.

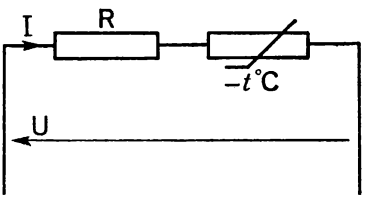


Fig. 232.

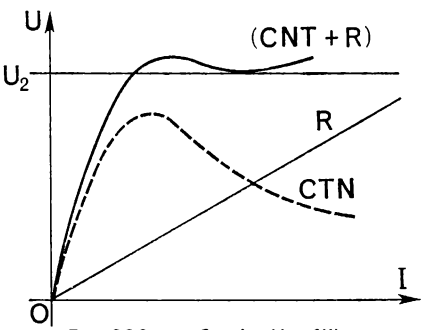


Fig. 233. — *Courbe U= f(I).*

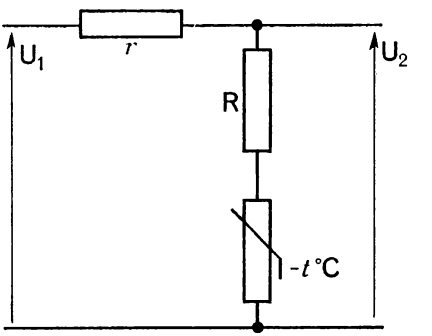


Fig. 234. — *Stabilisation de tension.*

c) *Protection contre les surintensités :* Placée en série avec l'élément à protéger, par exemple une lampe de projection [1] (fig. 235), la ther-

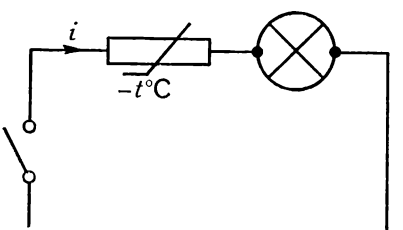


Fig. 235.
Protection contre les surintensités.

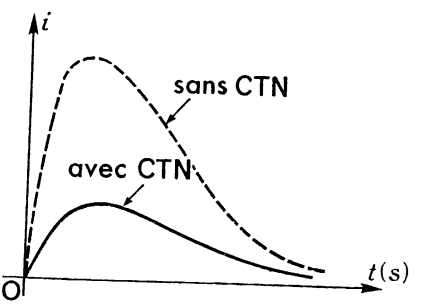


Fig. 236.

(1) A froid, la résistance d'une lampe est environ dix fois plus faible qu'à chaud.

mistance évite la surintensité qui se produit à la mise sous tension. Au fur et à mesure que la C.T.N. s'échauffe, sa résistance décroît et le courant s'établit en passant par un maximum moins important (fig. 236).

77. Résistances à coefficient de température positif (C.T.P.).

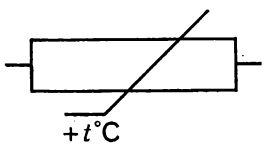


Fig. 237.
Symbole d'une CTP.

1° **Définition.** — Une résistance à coefficient de température positif est une résistance thermosensible présentant un coefficient de température élevé dans une zone de température très limitée (symbole fig. 237).

2° **Constitution.** — Elles sont formées de titanate de baryum additionné de sels et d'oxydes métalliques. Le coefficient de température peut atteindre 0,6 deg^{-1}.

3° **Caractéristique R = *f(t)*.** — a) *Montage :* (fig. 238).

b) *Courbe :* Elle est tracée en coordonnées semi-logarithmiques (fig. 239).

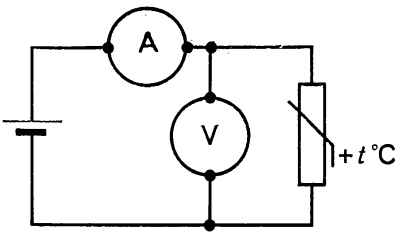


Fig. 238.

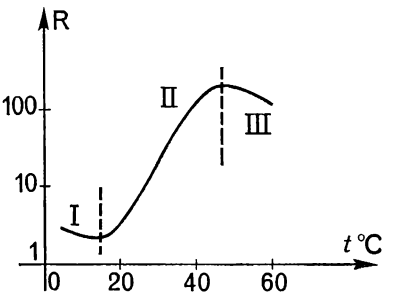


Fig. 239.

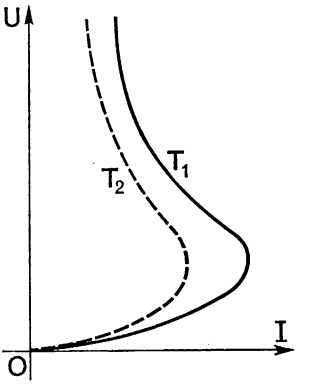
4° **Analyse de la courbe.** — a) *Zone I :* Le coefficient de température est négatif et sa valeur absolue est faible.

b) *Zone II :* Le coefficient de température est positif et très grand.

c) *Zone III :* Le coefficient de température est à nouveau négatif.

5° **Caractéristique courant-tension.** — Elle se trace avec le montage de la figure 238. La courbe (fig. 240) correspond à une tempéra-

ture ambiante déterminée. Quand celle-ci augmente, la courbe se déplace vers la gauche (pointillés).



$T_2 > T_1$

Fig. 240.

6° **Emplois des C.T.P.** — Ils correspondent aux zones I et II; dans la zone III, l'échauffement deviendrait de plus en plus grand et entraînerait la destruction de l'élément.

a) *Régulation de courant :* Dans la zone II, le courant est pratiquement indépendant de la tension appliquée.

b) Protection thermique des moteurs électriques : Les C.T.P. sont placées au contact des enroulements de façon à s'échauffer comme eux (fig. 241). Si la température d'un enroulement augmente brusquement, la résistance de la C.T.P. croît, le courant i dans le relais décroît et celui-ci n'est plus excité. On peut ainsi protéger contre une surcharge, un arrêt de la ventilation, etc.

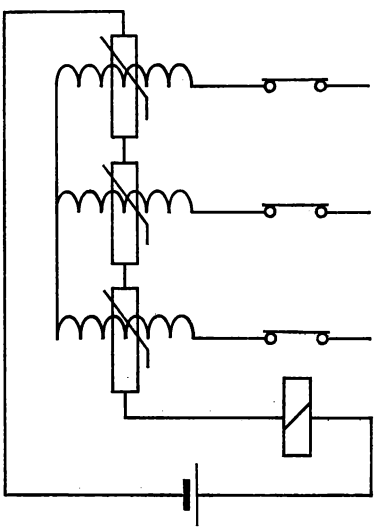


Fig. 241.

c) *Autres usages :* Indication de niveau d'un liquide, circuit d'alarme, etc.

78. Couples thermoélectriques.

1° Les couples thermoélectriques permettent également la transformation d'énergie thermique en énergie électrique. Leur étude a été faite en 1re F (courant continu).

Signalons que dans un grand nombre d'utilisations, on remplace les métaux par des semi-conducteurs.

2° **Emploi d'un corps semi-conducteur. Intérêt.** — Dans un thermocouple la différence de température entre la soudure chaude et

la soudure « froide » tend à augmenter à cause de l'effet Peltier. Cette croissance est cependant limitée, d'une part à cause de l'effet Joule qui se produit dans les conducteurs et d'autre part parce qu'un transport de chaleur de la source chaude vers la source « froide » s'effectue par conduction thermique (dans les conducteurs et dans le milieu ambiant). La différence de température qu'il est possible d'obtenir est plus ou moins grande selon les corps associés dans le thermocouple. D'excellents résultats sont obtenus avec des corps semi-conducteurs de type différent notamment avec du tellurure de bismuth ou du tellurure de plomb.

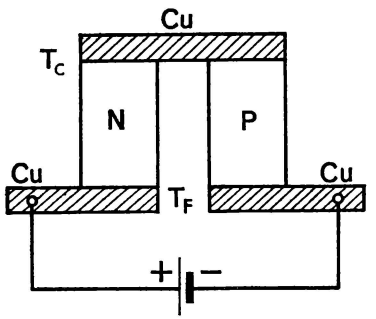


Fig. 242.

3° Constitution d'un thermocouple formé de semi-conducteurs (fig. 242). — Une des deux parties du thermocouple est formée d'un semi-conducteur de type P et l'autre d'un semi-conducteur de type N. Pour des raisons pratiques, ces deux parties sont réunies par l'intermédiaire de pièces métalliques (du cuivre généralement) qui n'interviennent pas dans le fonctionnement de l'ensemble car leur température est uniforme.

4° Emplois. — Associés en série, de tels ensembles constituent des générateurs électriques; leur rendement ne dépasse pas 4 à 5 % cependant. En mettant en œuvre l'effet Peltier, de tels thermocouples servent à abaisser la température d'une enceinte; ils constituent la partie essentielle de nombreux dispositifs réfrigérants notamment d'appareils portatifs (fig. 243).

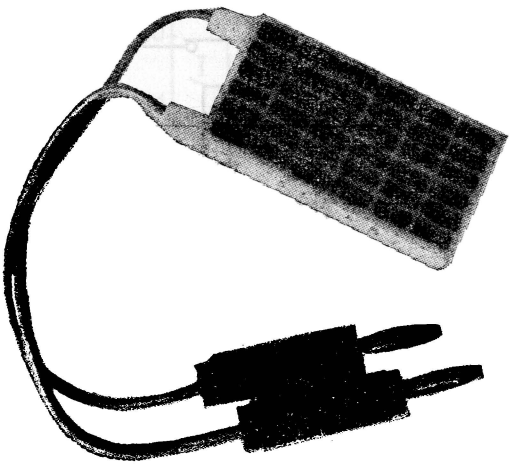


Fig. 243. —

EXERCICES

15. 01. — La résistance d'une thermistance est donnée en fonction de la température absolue T, par la relation suivante :

$$R = R_{25} e^{5\,000\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{298}\right)}$$

Déterminer le rapport (R_{25}/R) si T est égale successivement à :

343 °K ; 363 °K ; 403 °K ; 473 °K.

[*Réponse* : pour 343 °K, $R_{25}/R = 9$.]

15. 02. — Déterminer la résistance R de la thermistance considérée à l'exercice 1 sachant que $R_{25} = 4\,700\ \Omega$.

[*Réponse* : pour 343 °K on trouve 522 Ω.]

15. 03. — Calculer les valeurs du coefficient de température de la thermistance précédente pour les 4 températures considérées.

[*Réponse* : pour 343 °K $\alpha = -0{,}043\ \text{deg}^{-1}$.]

15. 04. — Déterminer les coefficients k et B intervenant dans l'expression de la résistance d'une thermistance sachant que :

1° à 127 °C cette résistance est égale à 160 Ω ;

2° à 227 °C cette résistance est égale à 13,2 Ω.

[*Réponse* : $B = 6.10^{-4}\ \Omega$; $k = 5\,000$ °K.]

15. 05. — Calculer la valeur de la thermistance considérée à l'exercice 15.04 quand sa température de fonctionnement est 177 °C.

[*Réponse* : 42 Ω.]

PROBLÈMES

I. AVEC SOLUTION.

15. 06. — On mesure la résistance R d'une C.T.N. : à 27 °C elle est égale à 200 Ω et à 127 °C, à 10 Ω. La valeur de R est donnée par la relation suivante :

$$R = Be^{k/T}.$$

1° Déterminer B et k.

2° Quelle est la valeur de R à 0 °C.

3° Entre 0 °C et 27 °C la résistance R peut être représentée par la formule approchée $R = R_0(1 + at)$; t est exprimée en degrés Celsius. Déterminer a.

4° On place en série une C.T.N. et un galvanomètre dont la résistance g à 0 °C est 1 500 Ω et le coefficient de température $a' = 0{,}004\ \text{deg}^{-1}$.

a) Calculer g à 27 °C.

b) Quelle devrait être la résistance d'une C.T.N. de même nature que la C.T.N. précédente, et qui permettrait de compenser exactement l'augmentation de g entre 0 °C et 27 °C.

— Solution —

1° $27\ ^\circ\text{C} = 300\ ^\circ\text{K} \rightarrow 200 = Be^{k/300}$

$127\ ^\circ\text{C} = 400\ ^\circ\text{K} \rightarrow 10 = Be^{k/400}$

Effectuons le rapport

$$20 = e^{(k/300 - k/400)} = e^{k/1200}$$

$$\ln 20 = \frac{k}{1\,200} \Rightarrow k = 1\,200 \ln 20 = 3\,600\ ^\circ\text{K}$$

$$e^{k/400} = e^9 \approx 8\,100 \qquad B = \frac{10}{8\,100} = \frac{1}{810} \qquad R = \frac{e^{3\,600/T}}{810}$$

2° A 0 °C, $R_0 = \dfrac{e^{3\,600/273}}{810} = \dfrac{540\,000}{810} \approx 667\ \Omega$

3° $R = R_0(1 + at)$ entre 0 et 27 °C

$$200 = 667\,(1 + 27a) \Rightarrow -467 = 18\,000\,a$$

$$a = -\frac{467}{18\,000} = -0{,}026\ \text{deg}^{-1}.$$

4° *a*) $g_{27} = 1\,500\,(1 + 0{,}004 \times 27) = 1\,662\ \Omega$

b) Entre 0 °C et 27 °C :

$\Delta g = 162\ \Omega$ il faut $\Delta R = -162\ \Omega$

La résistance étudiée $R_{27} = 200\ \Omega$ donne $\Delta R = -467\ \Omega$

La résistance cherchée est :

$$R'_{27} = 200 \times \frac{162}{467} = 69{,}5\ \Omega$$

II. SANS SOLUTION.

15. 07. — Le relevé de la caractéristique U(I) d'une thermistance a donné les résultats suivants :

U(V)	10	15	33	40	42,5	41	36,5	33	31	30
I(mA)	0,6	1	3,5	5	10	20	30	40	50	60

On la place en série avec une résistance R de 200 Ω.

1° Déterminer graphiquement la caractéristique U(I) de l'ensemble.

2° Entre quelles limites varie la tension U aux bornes de ce groupement lorsque I croît de 30 à 60 mA.

3° On réalise le montage de la figure 244. $R_1 = 1\,500\ \Omega$, $R_2 = 2\,000\ \Omega$. Lorsque U_1 varie entre 120 et 160 V, indiquer les valeurs extrêmes prises par U_2.

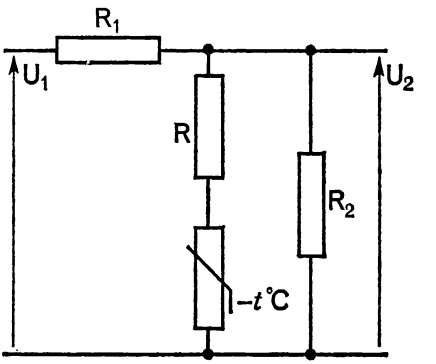


Fig. 244.

15. 08. — La résistance d'une C.T.N. a été relevée pour deux valeurs de température : à 27 °C, $R_{27} = 500\ \Omega$ et à 87 °C, $R_{87} = 67{,}5\ \Omega$.

1° La résistance pouvant s'exprimer par la formule $R = Be^{k/T}$, déterminer B et k.

2° Calculer la résistance à 20 °C et à 40 °C.

3° Entre 20 °C et 40 °C on exprime la résistance par la formule $R = R_0\ (1 + at)$, calculer a.

4° Quelle résistance mesurée à 0 °C dont le coefficient de température est $a' = 0{,}003$ doit-on monter en série avec la C.T.N. pour que la résistance totale ait la même valeur à 20 °C et à 40 °C?

15. 09. — Trois C.T.P., placées dans les 3 enroulements statoriques d'un moteur asynchrone triphasé, sont disposées en série dans un circuit qui comprend également la bobine d'un relais et un générateur de f.é.m. égale à 18 V et de résistance interne négligeable. La résistance de la bobine est égale à 140 Ω. L'excitation du relais nécessite un courant d'intensité égale à 18 mA ; la désexcitation se produit si cette intensité est inférieure ou égale à 6 mA. Au régime nominal du moteur, la température de fonctionnement des C.T.P. est 80 °C ; chacune d'elles présente alors une résistance de 120 Ω ; à 100 °C celle-ci devient égale à 2 120 Ω.

Entre ces deux températures on admet que la courbe R(T) est une droite.

1° Déterminer l'intensité du courant dans le circuit à 80 °C.

Préciser l'état du relais dans ce cas.

2° A quelle température se produit la désexcitation du relais (c'est-à-dire la coupure de l'alimentaiton du moteur).

3° A quelle température la réexcitation se fera-t-elle?

16

EFFET PHOTOÉLECTRIQUE

79. *Notions de photométrie.*

1° **Énergie des radiations visibles.** — Les radiations visibles sont des radiations électromagnétiques dont les longueurs d'ondes sont comprises entre 0,4 et 0,75 μm. Comme toutes les radiations électromagnétiques, elles transportent de l'énergie. Une source de lumière pouvant émettre simultanément des radiations visibles et des radiations invisibles (ultraviolet, infra-rouge), l'énergie lumineuse ne représente qu'une fraction de l'énergie totale rayonnée.

2° **Flux lumineux.** — a) *Définition.* — Le flux lumineux F émis par une source lumineuse est une grandeur qui représente la fraction d'énergie rayonnée par la source par l'intermédiaire des radiations visibles.

b) L'unité de flux est le lumen (lm).

c) La source idéale qui convertirait en lumière toute l'énergie qu'elle consomme fournirait 625 lumens par watt consommé.

c) Pour connaître le rendement d'une source on compare le flux qu'elle produit par watt consommé, à 625.

e) Exemples de flux produits par quelques sources électriques :

Sources	P (W)	F (lm)	F/P (lm/W)	η (%)
Lampe à incandescence 40 W - 220 V	40	450	11,25	1,8
Lampe à incandescence 100 W - 220 V	100	1 400	14	2,2
Tube fluorescent 40 W - 220 V	40	2 500	62,5	10
Lampe à vapeur de mercure, haute pression 40 W - 220 V	40	2 500	62,5	10

3° **Éclairement.** — *a*) En chaque point d'une surface éclairée, c'est-à-dire qui reçoit un flux lumineux, on peut définir une grandeur qu'on appelle l'éclairement. Si le flux est uniformément réparti sur la surface, l'éclairement est le même en tous les points; il est égal au quotient du flux reçu par l'aire de la surface.

$$\textbf{(19)} \qquad \boxed{E = \frac{F}{S}} \qquad \begin{cases} F \text{ en lumens} \\ S \text{ en mètres carrés} \\ E \text{ en lux} \end{cases}$$

b) L'unité d'éclairement est le lux (lx). C'est l'éclairement d'une surface de 1 m^2 qui reçoit un flux uniformément réparti de 1 lm.

c) Quelques valeurs d'éclairements :

Plein soleil l'été : 100 000 lx
A l'ombre (été) : 5 000 lx.
Pleine lune : 0,2 lx.

Sur une table de travail (écriture, dessin, lecture) l'éclairement doit être de 100 à 1 000 lx.

80. *Effets photoélectriques.*

1° **Phénomènes.** — Lorsque certains corps sont bombardés par les photons d'un rayonnement de longueur d'onde convenable on peut observer selon le cas :

— Une variation de résistance du corps irradié; c'est l'**effet photoélectrique interne** (ou **photoconduction**) que l'on rencontre dans les photorésistances et les photodiodes.

— L'apparition d'une force électromotrice au contact entre un métal et un semi-conducteur ou entre deux semi-conducteurs de types opposés : c'est l'**effet photovoltaïque.**

— L'émission d'électrons dans le vide ou dans un gaz : c'est l'effet **photoélectrique externe ou photoémission.**

2° **Énergies.** — *a*) Nous savons [1] que l'énergie des radiations est transportée par les photons et que l'énergie de chacun de ceux-ci est donnée par la formule

$$\boxed{W = hf}$$

(1) J. NIARD, Électronique 1re F_1, F_2, MASSON ET Cie, éditeurs.

où h est la constante de Planck : $h = 6{,}6 \times 10^{-34}$ J.s
et f la fréquence des radiations (en hertz).

b) L'extraction d'un électron d'un métal ou d'un semi-conducteur (effet photoélectrique externe) et la libération d'un porteur (électron ou trou) à l'intérieur d'un semi-conducteur (effet photoélectrique interne) réclame une énergie W_0 variable avec la nature du corps considéré.

c) Lorsqu'un métal ou un semi-conducteur est bombardé par des photons d'énergie hf, l'extraction ou la libération ne peut se faire que si $hf \geqslant W_0$.

si $hf < W_0$ il ne peut y avoir extraction (ou libération)
si $hf \geqslant W_0$ l'extraction (ou la libération) est possible mais non certaine

3° **Fréquences limites.** — La fréquence limite ou fréquence-seuil correspond à l'égalité $hf_s = W_0$ soit $f_s = \frac{W_0}{h}$ et il ne peut y avoir d'émission que si

$$f \geqslant f_s$$

4° **Longueur d'onde.** — Rappelons la formule $\lambda = cT = \frac{c}{f}$ où c est la vitesse de la lumière dans le vide : $c = 3 \times 10^8$ m/s. En remplaçant f par $\frac{c}{\lambda}$ dans la relation précédente il vient :

$$\frac{c}{\lambda} \geqslant \frac{c}{\lambda_s} \quad \Rightarrow \quad \lambda \leqslant \lambda_s$$

Calculons λ_s*:* appelons V_0 le potentiel d'extraction ou de libération, on a $W_0 = eV_0$ et

$$f_s = \frac{c}{\lambda_s} = \frac{eV_0}{h} \quad \Rightarrow \quad \lambda_s = \frac{hc}{eV_0}$$

Le facteur $\frac{hc}{e}$ peut être calculé une fois pour toutes :

$$\frac{hc}{e} = \frac{6{,}6 \times 10^{-34} \times 3 \times 10^8}{1{,}6 \times 10^{-19}} = 1{,}24 \times 10^{-6}$$

donc

$$\lambda_s = \frac{1{,}24 \times 10^{-6}}{V_0} \text{ en mètres}$$

soit en micromètres (10^{-6} m) :

$$\text{(20)} \qquad \boxed{\lambda_s = \frac{1{,}24}{V_0}} \qquad \begin{cases} V_0 \text{ en volts} \\ \lambda_s \text{ en } \mu\text{m} \end{cases}$$

5° **Rendement quantique d'une cellule photoémissive.** — Si chaque photon d'énergie convenable arrachait un électron, le rendement quantique serait égal à l'unité soit 100 %. Le rendement quantique est le rapport :

$$\eta_q = \frac{\text{nombre d'électrons arrachés}}{\text{nombre de photons incidents}}$$

Ce rendement ne dépasse guère 10 %.

81. *Photorésistance.*

1° **Définition.** — Une photorésistance (fig. 245) est une résistance dont la valeur dépend de son éclairement. On l'appelle parfois une L.D.R. (de l'expression anglaise " Light Dependant Resistor ").

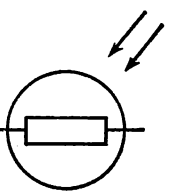


Fig. 245. — *Symbole d'une photorésistance.*

2° **Constitution.** — La photoconduction est un phénomène connu depuis longtemps; il s'observe essentiellement avec les semi-conducteurs.

Les semi-conducteurs employés pour fabriquer des photorésistances sont :

— le sulfure de cadmium;
— le sulfure de thallium;
— des sels de plomb : le sulfure de plomb, le séléniure de plomb, le tellurure de plomb;
— le sélénium.

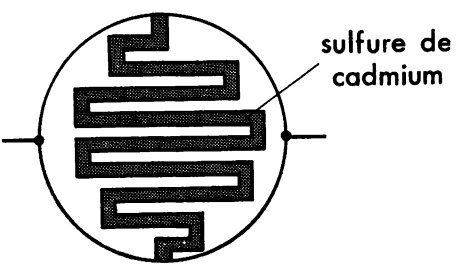


Fig. 246. — *Photorésistance.*

Le semi-conducteur est déposé (pulvérisation sous vide souvent) sur une plaquette isolante (verre, mica), il dessine un ruban mince entre 2 électrodes en forme de peignes imbriqués (fig. 246). L'ensemble est placé dans une ampoule en verre ou

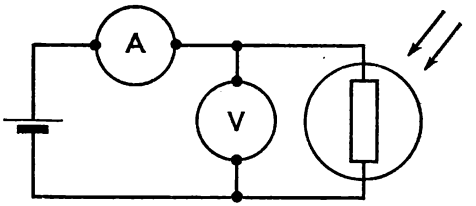


Fig. 247.

verre-métal, ou simplement disposé dans un enrobage plastique transparent.

3° Étude expérimentale. — La cellule est placée dans un circuit comportant une source (continu ou alternatif) et un ampèremètre (fig. 247). Lorsque la cellule est masquée, le courant est de quelques micro-ampères. Quand elle est éclairée le courant est de quelques milliampères. La résistance de la cellule varie donc fortement avec l'éclairement. La résistance qui est de l'ordre du mégohm dans l'obscurité est de l'ordre du kilohm quand elle est éclairée.

4° Caractéristique résistance-éclairement. — C'est la courbe R(E); elle montre la décroissance rapide de la résistance lorsque l'éclairement E augmente (fig. 248).

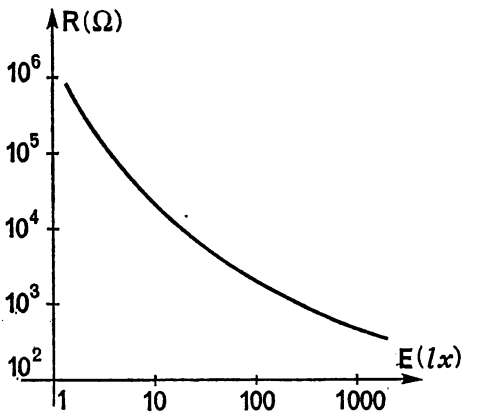


Fig. 248. — *Caractéristique R (E).*

5° Justification physique. — Les photons du rayonnement incident, lorsqu'ils possèdent une énergie suffisante, libèrent à l'intérieur de la cellule, des porteurs de charges (électrons ou trous); ceux-ci sont ensuite accélérés par le champ électrique produit par le générateur placé en série avec la photorésistance. Cette source débite donc un courant dont l'intensité dépend de l'éclairement de la photorésistance. Les impuretés introduites dans les semi-conducteurs influent grandement sur la photoconduction de l'élément. En effet, il suffit de photons d'énergie relativement faible (quelques centièmes d'électron-volt) pour libérer des électrons d'atomes donneurs alors qu'il faut une énergie beaucoup plus grande (0,8 à 1 eV) pour qu'un électron devienne libre dans le semi-conducteur intrinsèque.

6° Caractéristiques I (U). — Chacune d'elles est tracée à éclairement constant (fig. 249); elles sont rectilignes. La loi d'Ohm s'appliquera donc à une photorésistance.

7° Sensibilités. — *a*) Le courant qui traverse une photorésistance dépend de la tension qui lui est appliquée, du flux lumineux qu'elle reçoit (ou de son éclairement moyen) et de la longueur d'onde des radiations, c'est-à-dire de l'énergie transportée par chaque photon.

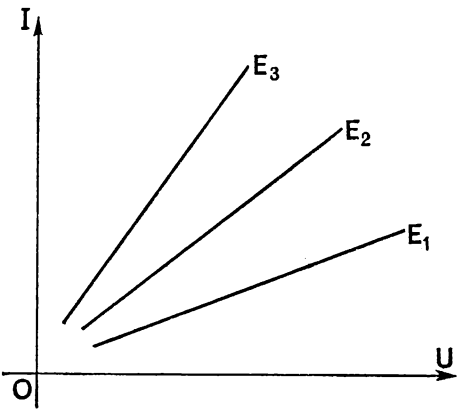


Fig. 249.
Caractéristiques I (U) pour $E_3 > E_2 > E_1$.

b) *Sensibilité statique.* — Pour une tension donnée et pour des radiations de longueur d'onde donnée c'est le quotient du courant obtenu par le flux reçu

$$\boxed{S = \frac{I}{F}}$$

I en ampères
F en lumens
S en A/lm

Cette sensibilité est en général comprise entre 1 et 10 mA/lm, elle peut atteindre 10 A/lm avec certaines photorésistances au sulfure de cadmium.

c) *Sensibilité dynamique.* — Pour une tension et une longueur d'onde données, c'est le quotient,

$$S_d = \frac{dI}{dF}$$

d) *Sensibilité relative.* — La sensibilité d'une photorésistance est maximale pour une certaine longueur d'onde λ_0, soit S_m sa valeur. En divisant par S_m la sensibilité correspondant à une longueur d'onde quelconque λ, on obtient la sensibilité relative pour cette longueur d'onde :

$$\sigma = \frac{S_\lambda}{S_m}$$

La caractéristique spectrale est la courbe $\sigma = f(\lambda)$. On porte en général en ordonnée la sensibilité relative en % de S_m, pour λ_0 on a donc $\sigma = 100$.

Selon les photorésistances, le maximum est situé dans les radia-

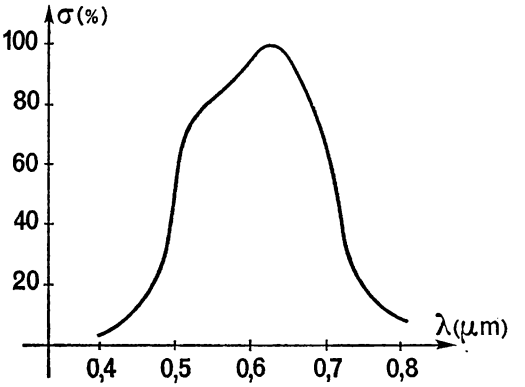


Fig. 250. — *Caractéristique spectrale.*

tions visibles (sulfure de cadmium, fig. 250) ou dans les infrarouges (sulfure de plomb).

8° **Applications.** — Les photorésistances en sulfure de thallium sont employées dans des posemètres et des luxmètres. Les photorésistances en sulfure de cadmium sont utilisées dans des lecteurs de films, dans des posemètres, pour des commandes de relais. Dans cette dernière utilisation la photorésistance peut servir à détecter le passage d'objet déterminés (pour le comptage par exemple), à surveiller un local (détection du passage d'une personne, détection de flammes ou de fumées) à commander l'éclairage d'une pièce, ou d'un dispositif quelconque, (commande à distance de portes, de récepteurs de télévision), etc.

Exemple : Comptage d'objets (fig. 251).

Chaque fois qu'un objet interrompt le passage du faisceau lumineux, la résistance de la photorésistance augmente, ainsi que l'intensité du courant dans le relais; celui-ci est alors excité et un compteur enregistre la fermeture de K.

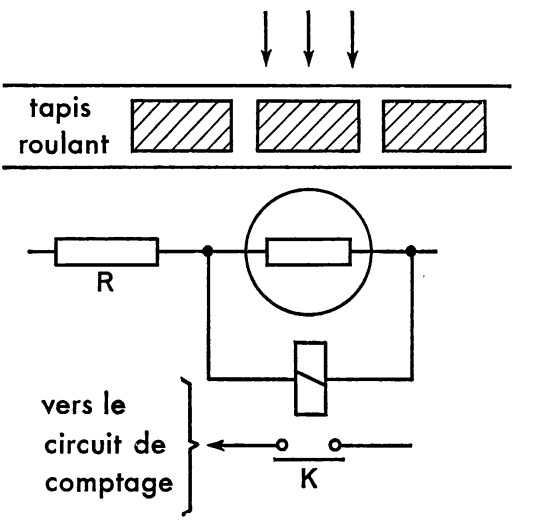


Fig. 251. — *Comptage d'objets.*

9° **Données numériques sur la cellule ORP 90** (La Radiotechnique).

Surface sensible : S = 1,8 cm².

Courant d'obscurité : 2,5 μA sous 300 V, R = 120 MΩ.

Courant maximal (50 lux) : 10 mA sous 10 V, R = 1 kΩ.
Flux maximal correspondant :

$$F = ES = 50 \times 1{,}8 \times 10^{-4} = 9 \times 10^{-3} \text{ lm.}$$

Sensibilité : S = 1 A/lm.

82. *Photodiode.*

1° **Définition.** — La photodiode est une diode à jonction dont on peut éclairer la jonction. Elle permet d'utiliser le phénomène de photoconduction (fig. 252).

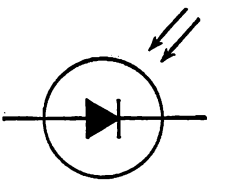


Fig. 252. — *Symbole d'une photodiode.*

2° **Description.** — La jonction P.N. est placée à l'intérieur d'un boîtier qui comporte une ouverture obturée par une perle de verre. Celle-ci concentre les rayons lumineux sur la jonction.

3° **Caractéristiques I (U).** — *a*) On utilise le même montage que pour la photorésistance (fig. 247).

b) *Courbe représentative.* — Dans l'obscurité la caractéristique I(U) d'une photodiode est analogue à celle d'une diode. Lorsqu'on éclaire la jonction, cette caractéristique présente encore la forme habituelle mais l'intensité du courant inverse (courant de saturation) est sensiblement proportionnelle au flux lumineux reçu par la jonction. On limite le réseau de caractéristiques I(U) à la partie placée habituellement dans le 3e quadrant (courant inverse) puisqu'elle correspond au domaine d'utilisation de la photodiode (fig. 253).

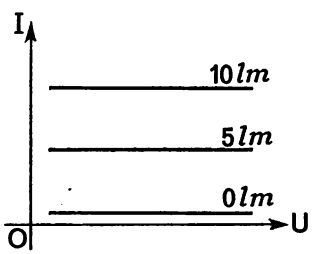


Fig. 253. — *Caractéristiques I(U).*

c) *Interprétation.* — Les photons du rayonnement libèrent, dans le voisinage de la jonction, des porteurs minoritaires qui sont accélérés par le champ de celle-ci. L'augmentation du nombre de porteurs minoritaires qui traversent la jonction, modifie peu l'intensité du courant direct de la diode; par contre elle explique la croissance de l'intensité du courant inverse.

d) *Sensibilité.* — La sensibilité d'une photodiode est relativement élevée; elle peut atteindre plusieurs dizaines de milliampères par lumen.

4° **Applications.** — Les photodiodes présentent de nombreux avantages :

— dimensions réduites;

— robustesse;

— courant d'obscurité faible (courant inverse d'une diode).

On les utilise dans de nombreuses commandes de relais ou dans des dispositifs de comptage (tachymètre numérique par exemple).

5° **Remarques.** — Ce phénomène de photoconduction est aussi utilisé dans le phototransistor et dans le photothyristor.

Le phototransistor est un transistor dont la jonction base-collecteur peut être éclairée. Il devient équivalent à une photodiode associée à un transistor qui amplifierait le courant fourni par la photodiode. Un phototransistor peut commander directement un relais.

Dans le photothyristor la conduction est obtenue en éclairant la jonction la plus proche de la cathode.

83. *Photopiles.*

1° **Définition.** — Une photopile, ou cellule photovoltaïque, est un dispositif dans lequel on utilise l'effet photovoltaïque pour produire un courant électrique ou pour engendrer une f.é.m. (fig. 254).

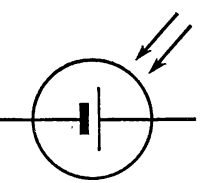


Fig. 254. — *Symbole d'une photopile.*

2° **Constitution.** — Une photopile peut être constituée :

— par une plaquette de semi-conducteur d'un type déterminé (silicium N par exemple), recouverte d'une couche de semi-conducteur de type opposé (silicium P dans le cas précédent), de façon à réaliser une jonction P-N. La couche P, très mince, peut être traversée par le rayonnement lumineux (fig. 255).

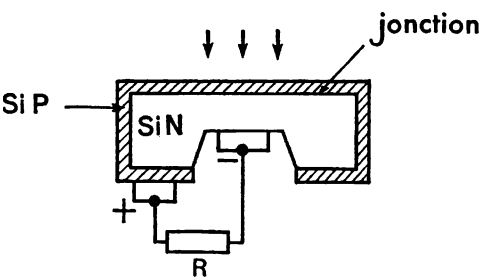


Fig. 255. — *Cellule à jonction PN.*

— par une couche métallique (film mince ou grille transparente à la lumière) en contact intime avec un semi-conducteur, du sélénium par exemple (comme un redresseur

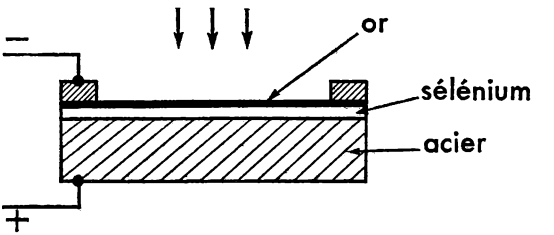


Fig. 256. — *Cellule au sélénium.*

métal-semi-conducteur). L'ensemble est déposé sur un support métallique (fig. 256).

3° **Fonctionnement.** — Dans une photopile, formée en associant 2 semi-conducteurs de types opposés, les porteurs minoritaires engendrés par les photons du rayonnement, sont accélérés par le champ dû à la jonction P-N. Il en résulte une accumulation de charges de signes contraires de part et d'autre de la jonction; ceci explique l'apparition d'une f.é.m. entre les deux parties. Ce dispositif inséré dans un circuit électrique est un générateur, le courant sort par la zone P et rentre par la zone N. L'énergie électrique obtenue provient de la transformation de l'énergie lumineuse.

La photopile formée par un métal et un semi-conducteur, ne représente qu'un cas particulier de la précédente.

L'intensité du courant fourni par une photopile est sensiblement proportionnel au flux lumineux qu'elle reçoit tant que le circuit qu'elle alimente présente une résistance faible.

La caractéristique spectrale passe par un maximum très proche de celui de la caractéristique spectrale de l'œil.

4° **Applications.** — Les photopiles sont utilisées dans des luxmètres et des posemètres de précision moyenne. Ne nécessitant pas de source pour leur utilisation, les cellules photovoltaïques sont plus pratiques que les photorésistances.

Les photopiles au silicium sont employées comme générateurs à bord des satellites pour transformer l'énergie solaire en énergie électrique.

Exemple de cellule : plaquette de silicium P entouré d'une mince couche de silicium N.

Largeur : 10 mm; longueur : 20 mm; épaisseur : 0,25 mm; tension à vide : 535 mV à 25°C; rendement : 10 %.

84. *Cellule photoémissive à vide.*

1° **Définition.** — Une cellule photoémissive à vide est un tube électronique à vide poussé (10^{-6} mm de Hg) contenant une anode et une cathode; dans ce tube, l'émission d'électrons résulte de l'effet photo-électronique (fig. 257).

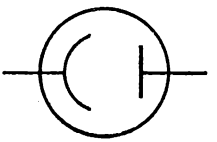


Fig. 257. — *Symbole d'une cellule photoémissive à vide.*

2° **Constitution.** — La cathode est déposée sur le verre de l'ampoule ou sur une plaque métallique. En général on trouve un métal alcalin dans sa constitution, c'est-à-dire un élément caractérisé par une énergie d'extraction assez faible : césium déposé sur une couche d'oxyde d'argent ou antimoniure de césium, par exemples.

L'anode est un fil ou une grille métallique, disposée de façon à n'intercepter que le minimum de rayonnement.

3° **Étude expérimentale.** — *a*) *Montage* (fig. 258).

b) *Courbes* $I_a = (U_a)$: elles se tracent pour différentes valeurs de l'éclairement. Le réseau obtenu ressemble à celui d'une diode à vide; le mode d'émission (effet thermoélectronique ou effet photoélectrique) n'influe donc pas sur la forme des courbes.

Quand la cellule est masquée par un papier noir, donc non éclairée, on relève un courant anodique très faible : 0,05 μA; c'est le courant d'obscurité.

Pour un éclairement donné, quand la tension U_a est faible (moins de 20 V), une partie seulement des électrons est attirée par l'anode (fig. 259); en suite tous les électrons émis vont à l'anode et le courant reste constant : **c'est le régime de saturation.**

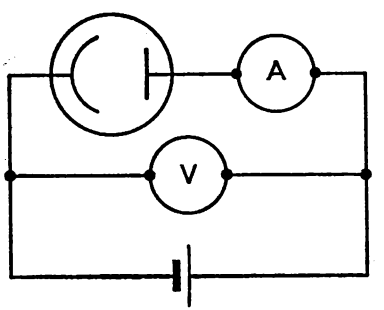


Fig. 258. — *Montage.*

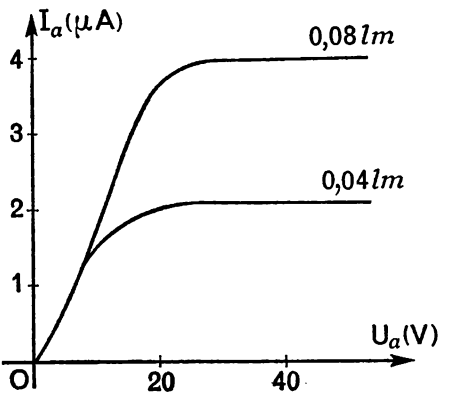


Fig. 259. — *Caractéristiques courant-tension.*

c) *Caractéristique* I_s (F) : l'intensité du courant de saturation I_s est proportionnelle au flux reçu par la cellule et indépendante de la tension appliquée (fig. 260).

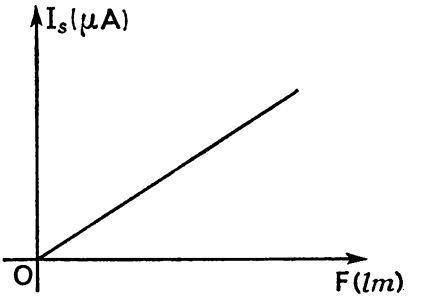


Fig. 260. — *Caractéristique courant-flux.*

4° **Sensibilité.** — Les définitions sont les mêmes que pour une photorésistance. La sensibilité statique est indépendante du flux. Elle est relativement faible.

La sensibilité spectrale (fig. 261) peut présenter un maximum dans le rouge (césium-argent oxydé) ou dans le bleu ou le violet (césium-antimoine).

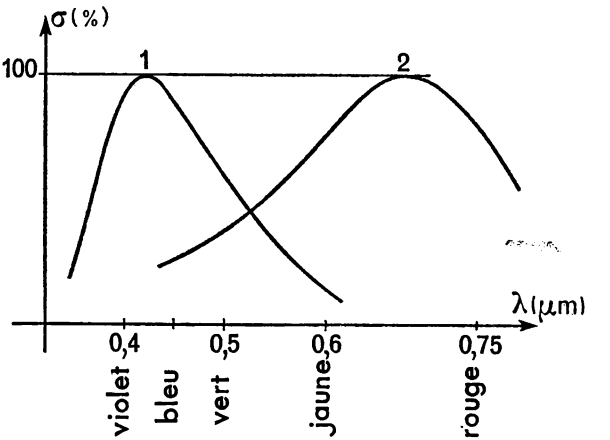


Fig. 261. — *La sensibilité d'une cellule varie avec la longueur d'onde:*
— *1) Sensible au bleu;*
— *2) Sensible au rouge.*

5° **Données numériques sur une cellule** (92 AV, la Radiotechnique).

Surface émissive : 2 cm²; tension nominale : $U_a = 90$ V.

Courant maximal : 5 μA; sensibilité : S = 45 μA/lm.

85. *Cellule photoémissive à gaz.*

1° **Sa constitution** est analogue à celle d'une cellule à vide mais elle contient un gaz inerte (hélium, argon, néon) sous faible pression : 0,2 mm de mercure (fig. 262).

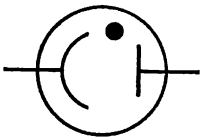


Fig. 262. — *Symbole d'une cellule photoémissive à gaz.*

2° **Caractéristique I_a (U_a).** — Tant que la tension est inférieure à 30 V, la courbe est identique à celle d'une cellule à vide. Ensuite, l'ionisation du gaz se produit et l'intensité du courant croît à nouveau (fig. 263).

La sensibilité est 3 à 4 fois celle d'une cellule à vide.

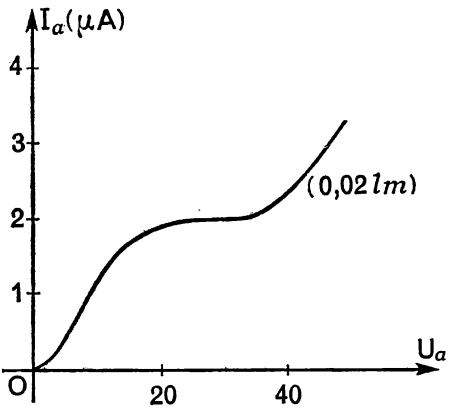


Fig. 263. — *Caractéristique d'une cellule à gaz.*

3° **Applications des deux types de cellules photoémissives.** — Ce sont les mêmes que pour les autres cellules : commande de relais, d'ouverture de portes, d'éclairage; détection de flamme ou d'objets; lecture de son dans les projecteurs cinématographiques, caméra de prise de vues en télévision.

Le courant obtenu avec ces cellules est en général insuffisant et doit être amplifié par un tube triode ou un transistor pour qu'un relais puisse être actionné (fig. 264).

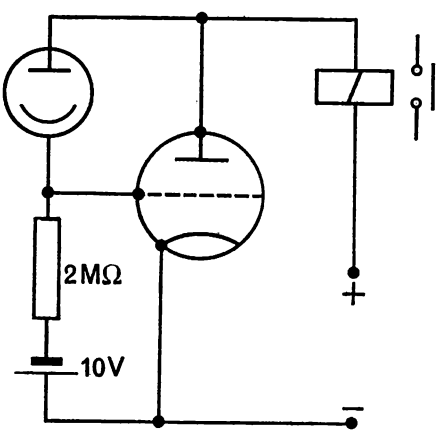


Fig. 264. — *Pour exciter le relais, il faut éclairer la cellule.*

EXERCICES

16. 01. — Calculer le troisième terme de la formule F = ES. La réponse est donnée pour la première colonne.

E (lx)	100	200	50	150			400
S	3 m^2	5 cm^2			2 dm^2	25 cm^2	0,2 m^2
F(lm)	300		15	60	1,5	4	

16. 02. — Une cellule photoémissive est traversée par un courant de 2,5 μA quand elle reçoit un flux de 0,05 lm. Calculer sa sensibilité.

[*Réponse:* 50 μA/lm.]

16.. 03. — Calculer les fréquences « seuil » d'extraction d'électrons du sodium, du potassium, de l'argent et du zinc.

Métaux	Sodium	Potassium	Argent	Zinc
V_o (volts)	2,3	2,2	4,7	3,4

[*Réponse:* Zn $8{,}25 \times 10^{14}$ Hz.]

16. 04. — Calculer les longueurs d'onde « seuil » des métaux du **16.** 03.

[*Réponse:* pour Na 0,54 μm.]

16. 05. — Une cellule photorésistance ayant un courant d'obscurité nul est traversée par un courant de 20 mA quand elle reçoit un flux de 0,01 lm. Calculer sa sensibilité.

[*Réponse:* 2 A/lm.]

16. 06. — La caractéristique R(E) d'une photorésistance (R désignant la résistance de cette dernière et E son éclairement) est une droite dans un système d'axes comportant des échelles logarithmiques. Cette droite passe par les 2 points suivants :

1er point : R = 4 $k\Omega$, E = 50 lux;
2e point : R = 0,5 $k\Omega$, E = 400 lux.

Tracer cette caractéristique R(E) dans un système d'axes dont les graduations sont linéaires.

16. 07. — La photorésistance considérée à l'exercice précédent est placée en série avec un générateur de f.é.m. E = 18 V et une résistance R′ de 2 $k\Omega$. Quelle est l'intensité du courant dans ce circuit : 1° lorsque E = 50 lux, 2° lorsque E = 400 lux.

16. 08. — Expliquer le fonctionnement du dispositif de la figure 264.

PROBLÈMES

I. AVEC SOLUTION.

16. 09. — Une cellule photoémissive au césium dont la surface active est S′ = 1,2 cm² et la sensibilité S = 40 μA/lm est éclairée par une lumière monochromatique (1) de longueur d'onde λ = 0,5 μm. Le courant produit est 2 μA. Calculer :

1° Le flux reçu par la cellule.
2° L'éclairement correspondant.
3° L'énergie d'un photon incident.
4° Le courant qui serait obtenu si chaque photon arrachait un électron (1 W est équivalent à 625 lm).
5° Le rendement quantique.

— Solution —

1° Flux : $F = \frac{I}{S} = \frac{2}{40} = 0{,}050$ lm.

2° Éclairement : $E = \frac{F}{S'} = \frac{0{,}050}{1{,}2 \times 10^{-4}} = 417$ lux.

(1) Monochromatique : composé d'une seule longueur d'onde.

3° Énergie : fréquence : $f = \frac{c}{\lambda} = \frac{3 \times 10^8}{0{,}5 \times 10^{-6}} = 6 \times 10^{14}$ Hz.

$$W = hf = 6{,}6 \times 10^{-34} \times 6 \times 10^{14} = 39{,}6 \times 10^{-20} \text{ J.}$$

4° Énergie incidente totale en 1 seconde :

$$\frac{1}{625} \times 0{,}05 = \frac{1}{12\,500} = 80 \times 10^{-6} \text{ J}$$

Nombre de photons incidents :

$$N = \frac{80 \times 10^{-6}}{39{,}6 \times 10^{-20}} \approx 2 \times 10^{14}$$

Si chaque photon arrachait un électron, il y aurait 2×10^{14} électrons.

5° Nombre d'électrons arrachés :

$$i = N'e \quad \Rightarrow \quad N' = \frac{2 \times 10^{-6}}{1{,}6 \times 10^{-19}} = 1{,}25 \times 10^{13}$$

Rendement :

$$\eta = \frac{1{,}25 \times 10^{13}}{2 \times 10^{14}} = 0{,}0625.$$

II. A RÉSOUDRE.

16. 10. — Une cellule photoémissive reçoit un flux lumineux de 0,05 lumen (radiation monochromatique de longueur d'onde $\lambda = 0{,}6\ \mu m$). La sensibilité de la cellule est $S = 60 \mu A/lm$. Calculer :

1° Le courant i produit par le flux reçu.

2° L'énergie W_1 d'un photon de longueur d'onde $0{,}6.10^{-6}$ m.

3° L'énergie W_t reçue par la cellule en 1 seconde (1 W est équivalent à 625 lm).

4° Le nombre N de photons incidents par seconde.

5° Le courant I qui serait obtenu si chaque photon arrachait un électron.

6° Le rendement quantique de la cellule.

Rappels :

$h = 6{,}6 \times 10^{-34}$ J.s $\quad e = 1{,}6 \times 10^{-19}$ C

$c = 3 \times 10^8$ m/s

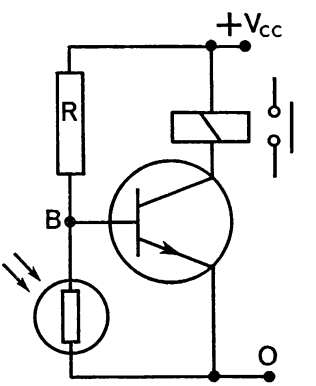


Fig. 265.

16. 11. — Dans le montage représenté figure 265, la charge du transistor est la bobine d'un relais. Celui-ci est excité si l'intensité du courant I_0 est égale ou supérieure à 20 mA et il

cesse de l'être dès que I_0 devient égale ou inférieure à 5 mA. Le gain en courant du transistor est $\beta = 100$; on peut le considérer comme constant et indépendant de la tension émetteur-collecteur V_{CE}. Quand $I_0 = 20$ mA la tension émetteur-base V_{BE} est égale à 520 mV et quand $I_0 = 5$ mA, $V_{BE} = 220$ mV.

Déterminer dans les deux cas suivants :

a) lorsque $I_0 = 20$ mA,

b) lorsque $I_0 = 5$ mA.

1° La valeur de l'intensité du courant de base.

2° L'intensité du courant dans la résistance R ($R = 50$ kΩ) pour $V_{\mathcal{G}} = 12$ V.

3° L'intensité du courant dans la photorésistance.

4° La résistance de la cellule.

5° L'éclairement E de la cellule sachant que le produit $E.R = 4.10^5 =$ constante (E en lux et R en ohms).

17

RAYONS X

86. *Découverte et production.*

1° **Découverte.** — En 1895, Rœntgen constata que des rayons cathodiques, c'est-à-dire un faisceau d'électrons obtenu sous tension élevée, produisait des effets hors du tube cathodique. Comme les électrons ne peuvent traverser les parois, il fallait bien admettre l'existence d'un rayonnement de type nouveau, engendré par les rayons cathodiques, capable de traverser le verre et dont la nature alors inconnue incita à l'appeler « Rayonnement X ».

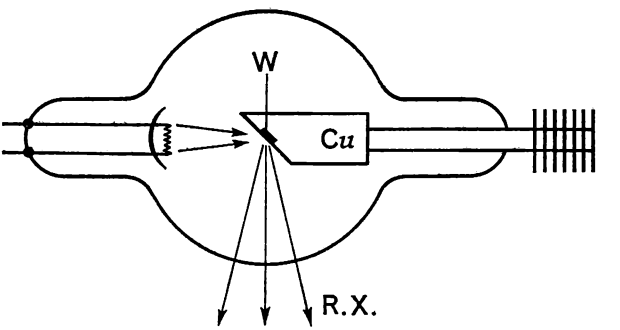


Fig. 266. — *Tube à rayons X (de Coolidge).*

2° **Tube moderne à rayons X.** — Les tubes modernes sont du type Coolidge (fig. 266). Ils comportent deux électrodes placées dans une ampoule vide d'air : pression 10^{-6} mm de mercure,

— la cathode en tungstène, chauffée électriquement, émet des électrons (émission thermoélectronique);

— l'anode en tungstène (W) reçoit les électrons et émet les rayons X, elle est aussi appelée **anticathode.**

3° **Tension anodique.** — Elle est très élevée. De 50 kV à 300 kV pour les applications médicales, elle dépasse le mégavolt dans les appli-

cations industrielles. Cette tension est obtenue à l'aide d'un transformateur.

a) Alimentation en alternatif. — La tension alternative du secondaire est appliquée directement entre la cathode et l'anode et le tube fonctionne à la fois en redresseur et en générateur de rayons X.

Une seule alternance, celle pour laquelle l'anode est positive par rapport à la cathode (alternance positive), se trouve utilisée. Ce mode d'alimentation présente un inconvénient : pendant l'autre l'alternance, la tension inverse est supportée par le tube et l'anode est négative. Or, l'anode échauffée par le bombardement électronique pendant l'alternance positive, risque de devenir émissive et de bombarder à son tour la cathode qui serait détruite. L'utilisation du tube est limitée par la température d'émission de l'anode.

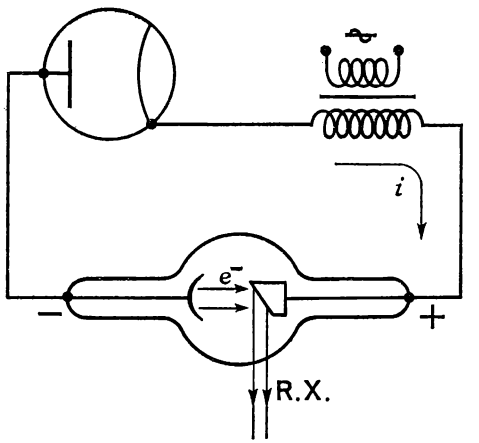


Fig. 267. — *Alimentation d'un tube à rayons X.*

b) Alimentation en « continu ». — Il s'agit en fait d'un courant unidirectionnel. On utilise des tubes diodes « haute tension », appelés kénotrons, pour redresser de l'alternatif. Le redressement peut être monoalternance (fig. 267) ou plus complexe.

4° **Vitesse des électrons.** — La tension d'accélération étant très grande, la vitesse ne peut plus être calculée par la formule $v = 593\sqrt{U}$, il faut tenir compte de la relativité. Par contre la formule $W = eU$ donne toujours l'énergie cinétique communiquée aux électrons par la tension U.

A titre documentaire nous donnons un tableau de la tension théorique U_T (calculée avec la formule) et de la tension réelle U correspondant à la vitesse v.

v (km/s)	59 300	118 600	178 000	237 000	296 500
U_T (V)	10 000	40 000	90 000	160 000	250 000
U (V)	10 200	50 000	125 000	340 000	2 800 000

5° **Détails de construction.** — Pour avoir un faisceau de rayons X pratiquement issus d'un même point appelé foyer, il est nécessaire de concentrer les électrons frappant l'anticathode et de donner à celle-ci des dimensions très réduites : quelques mm^2 de surface. Les électrons ayant une très grande énergie et frappant une anticathode de faible volume on doit prévoir le refroidissement de celle-ci. L'anticathode est encastrée dans une barre de cuivre qui est refroidie par un radiateur à ailettes placé hors du tube (fig. 266).

87. *Nature des rayons X.*

1° **Les rayons X ne transportent pas de charges électriques.** — Le champ magnétique et le champ électrique sont sans action sur les rayons X, ceux-ci ne transportent donc aucune charge électrique.

2° **Propagation.** — Les rayons X possèdent les mêmes propriétés que les rayons lumineux :

— propagation rectiligne;

— réflexion, réfraction, diffraction.

Les rayons X sont donc de **même nature que la lumière.**

3° **Pénétration.** — Les rayons X traversent les corps opaques, ils sont donc plus pénétrants que les rayons lumineux. Ce sont comme eux des radiations électromagnétiques mais de longueurs d'onde beaucoup plus courtes :

$$1 \text{ pm} \ll \lambda \ll 20\,000 \text{ pm}$$

(Pour la lumière 400 000 pm à 750 000 pm).

Ils sont donc constitués par des photons de très grande énergie. Notons que les longueurs d'onde des rayons X effectivement utilisés sont comprises entre 1 et 100 pm.

88. *Origine des rayons X.*

1° **Excitation des atomes.** — Les atomes de l'anticathode sont excités par le bombardement électronique. On sait que lorsqu'un atome excité revient à son état normal il émet une radiation électromagnétique dont la longueur d'onde et la fréquence dépendent de l'énergie d'excitation. Le rayonnement X provient de l'énergie libérée par les électrons lorsqu'ils rejoignent leur niveau normal dans l'atome.

2° Fréquence et longueur d'onde.

a) L'énergie apportée par un électron est eU et l'énergie emportée par un photon est hf. Si toute l'énergie de l'électron était transformée en rayonnement on aurait $\left(\lambda = cT = \frac{c}{f}\right)$:

$$eU = hf = \frac{h}{T} = \frac{hc}{\lambda} \quad \text{soit :} \quad \lambda = \frac{hc}{eU}$$

En fait il s'agit là du cas le plus favorable, une partie de l'énergie d'un électron incident est transformée en chaleur et par suite : $hf \leqslant eU$.

Par ailleurs l'énergie du rayonnement ne peut prendre n'importe quelle valeur, elle correspond nécessairement à la différence d'énergie existant entre deux niveaux pouvant être effectivement occupés par un électron de l'anticathode.

b) Finalement les formules doivent s'écrire :

$$f \leqslant \frac{eU}{h} \quad \text{et} \quad \lambda \geqslant \frac{hc}{eU}$$

$e = 1{,}6 \times 10^{-19}$ C
U en volts
h constante de Planck ($= 6{,}6 \times 10^{-34}$ J.s)
c vitesse de la lumière ($= 3 \times 10^{8}$ m/s)
en hertz et λ en mètres.

Les valeurs correspondant aux égalités sont des limites ou **seuils.**

Remarques : 1. Pour les rayons X, l'égalité $\lambda = \frac{hc}{eU}$ donne une limite inférieure alors que pour l'extraction d'un électron, la formule $\lambda = \frac{hc}{eV_0}$ donne une limite supérieure.

2. Les deux phénomènes sont réciproques l'un de l'autre :

— un bombardement par électrons produit une émission de photons (Rayons X);

— un bombardement par photons produit une émission d'électrons (émission photoélectronique).

c) ***Calculs.*** — Calculons f et λ pour $U = 250\,000$ V :

$$f = \frac{1{,}6 \times 10^{-19} \times 250\,000}{6{,}6 \times 10^{-34}} \simeq 6 \times 10^{19} \text{ Hz}$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^{8}}{6 \times 10^{19}} = 0{,}5 \times 10^{-11} \text{ m} = 5 \text{ pm}.$$

d) *Formule pratique.* — Le facteur $\frac{hc}{e}$ a déjà été calculé une fois pour toutes :

$$\frac{hc}{e} = 1{,}24 \times 10^{-6} \Rightarrow \lambda = \frac{1{,}24 \times 10^{-6}}{U} \text{ mètres soit } \frac{1{,}24}{U} \mu\text{m}$$

$$\textbf{(21)} \qquad \boxed{\lambda_s = \frac{1{,}24}{U}} \qquad \begin{cases} U \text{ en V} \\ \lambda_s \text{ en } \mu\text{m} \end{cases}$$

λ_s est la valeur minimale possible.

3° **Dureté des rayons X.** — Plus les rayons X ont une courte longueur d'onde, plus ils sont pénétrants; leur dureté croît quand λ décroît, c'est-à-dire quand la tension du tube augmente. Les rayons de grandes longueurs d'onde sont des rayons mous (100 à 20 000 pm).

→ **La dureté des rayons X croît avec la tension anodique.**

4° **Intensité.** — L'intensité du rayonnement (le nombre de photons) croît avec l'importance du bombardement électronique. L'intensité sera donc augmentée par un accroissement de la température de cathode c'est-à-dire de l'intensité du courant de chauffage.

→ **L'intensité du rayonnement X croît avec le chauffage de la cathode.**

5° **Rendement.** — Non seulement toute l'énergie d'un électron n'est pas utilisée mais tous les électrons ne donnent pas naissance à un photon. La plus grande partie de l'énergie du faisceau électronique est transformée en chaleur et le rendement ne dépasse guère 1 %.

89. *Propriétés.*

1° **Propriétés optiques.** — Ce sont celles de la lumière.

2° **Propriétés physico-chimiques.**

a) Les rayons X, comme les électrons, provoquent la fluorescence de certaines substances.

b) Les rayons X, comme la lumière, impressionnent la matière sensible du papier photographique.

c) Les rayons X provoquent une ionisation des gaz qu'ils traversent.

3° Pénétration et absorption. — Les rayons X traversent les substances opaques en étant partiellement absorbés.

a) Influence de l'épaisseur. — L'absorption de rayons X, de dureté donnée, par une substance déterminée, croît avec l'épaisseur traversée. Soit x cette épaisseur et A_0 l'intensité des rayons à l'entrée, à la sortie l'intensité est :

$$A = A_0 e^{-ax} \qquad (e = 2{,}718...)$$

Le coefficient a dépend de la nature de la substance et de la longueur d'onde des rayons X.

b) *Influence de la dureté.* — Plus λ diminue, plus les radiations peuvent traverser des épaisseurs importantes. On peut, par exemple, définir leur dureté par l'épaisseur de la plaque d'aluminium qui réduit de 50 % l'intensité du rayonnement. Cette épaisseur x_0 est inversement proportionnelle au cube de λ :

λ (pm)	1 000	100	10
x_0	0,6 µm	0,6 mm	0,6 m

c) *Influence de la substance.* — L'absorption croît rapidement avec la masse atomique de la substance. Des rayons de même dureté sont également absorbés par des plaques dont les épaisseurs sont inversement proportionnelles au cube du nombre atomique Z de la substance qui les constitue. L'absorption est de 50 % avec des rayons de $\lambda = 100$ pm pour les épaisseurs suivantes :

Éléments (1)	C (6)	Al (13)	Ni (28)	Pb (82)
x (µm)	6 000	600	59	2,4

(1) Entre parenthèses : numéro atomique.

Inversement pour des plaques de même épaisseur, l'intensité des rayons X après la traversée est d'autant plus grande que le numéro atomique de la substance est plus petit (fig. 268).

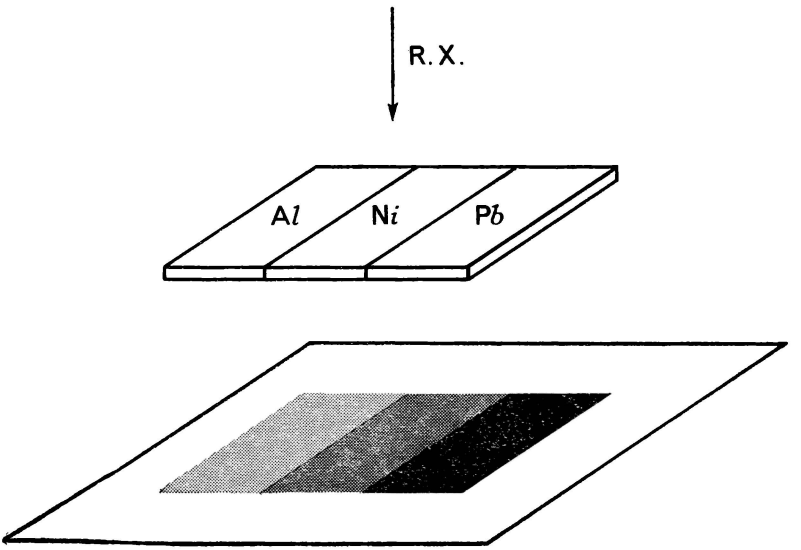


Fig. 268.

4° **Action physiologique.** — Une action prolongée des rayons X produit la destruction des tissus organiques. Cette action est cumulative, il existe une dose maximale de radiations qu'un organisme peut recevoir au cours d'une année. Il est donc nécessaire de protéger ceux qui les utilisent en permanence par le blindage des appareils et le port de vêtements à base de plomb : tablier, gants et par des lunettes (en cristal).

90. *Applications.*

1° **Médicales.** — a) *Radioscopie:* les tissus humains sont des composés d'éléments légers à faible numéro atomique : hydrogène (Z = 1), carbone (6), azote (7), oxygène (8). Les os au contraire contiennent des éléments plus lourds : phosphore (15) et calcium (20). Après traversée du corps humain les rayons X auront davantage été absorbés par les os et à leur arrivée sur un écran fluorescent ils donneront l'image du squelette. La radioscopie de l'estomac, ou des intestins, est obtenue grâce à l'absorption de sulfate de baryum (Ba : Z = 56).

b) *Radiographie:* les rayons X impressionnant la pellicule photographique, on place celle-ci à la place de l'écran pour obtenir un négatif.

c) *Radiothérapie:* les cellules en évolution sont détruites plus rapidement que les autres par les rayons X. Ceux-ci peuvent donc être utilisés, sélectivement, pour le traitement du cancer, les cellules cancéreuses étant très actives.

2° **Scientifiques.** — Grâce à leur pouvoir de pénétration et à leurs propriétés optiques, les rayons X ont permis de mieux connaître les structures cristallines et de mesurer les distances interatomiques.

3° **Industrielles.** — Les rayons X permettent le contrôle de l'état interne des matériaux (présence de soufflures) et des produits finis.

EXERCICES

17. 01. — Calculer la longueur d'onde minimale des rayons X obtenus avec une tension de (V) : 10^3; 10^4; 10^5; 10^6.

[*Réponse:* pour 10^4 V on trouve 124 pm.]

17. 02. — Calculer les fréquences des radiations X de longueur d'onde λ(pm) 2; 5; 20; 150.

[*Réponse:* pour 5 pm on trouve $f = 6 \times 10^{19}$ Hz.]

17. 03. — Calculer l'énergie d'un photon d'une radiation de 10 pm de longueur d'onde.

[*Réponse:* 2.10^{-14} J.]

17. 04. — Une anticathode émet des rayons X de 10 pm de longueur d'onde. Le courant anodique est 20 mA. Quelle est l'énergie reçue en une seconde?

[*Réponse:* 2 500 J.]

17. 05. — La masse de l'anticathode précédente est 40 g et sa chaleur massique $c = 420$ J/kg.deg., toute l'énergie étant transformée en chaleur, quelle serait, en 1 seconde, l'élévation de température si la chaleur n'était pas évacuée?

[*Réponse:* 149 °C.]

PROBLÈMES

I. AVEC SOLUTION.

17. 06. — Un tube à rayons X fonctionne sous une tension de 250 kV, le courant anodique de 16 mA dure 5 secondes. L'anticathode est encastrée dans une barre de cuivre de 1 kg dont la chaleur massique est 420 J/kg.deg.

1° Calculer la longueur d'onde et la fréquence des radiations.

2° Calculer le nombre d'électrons reçus en 5 s par l'anticathode et l'énergie dissipée en chaleur si le rendement est de 1 %.

3° Quelle serait l'élévation de température en admettant celle-ci uniformément répartie, en négligeant la masse propre de l'anticathode et en supposant qu'il n'y a pas de refroidissement?

— SOLUTION —

1° Longueur d'onde : $\lambda = \frac{1{,}24}{U} = \frac{1{,}24}{250\,000} \approx 5 \times 10^{-6}\ \mu m = 5\ pm$

fréquence $= \frac{c}{\lambda} = \frac{3 \times 10^{8}}{5 \times 10^{-12}} = 0{,}6 \times 10^{20}\ Hz$

2° Nombre d'électrons par seconde : $N = \frac{i}{e} = \frac{16 \times 10^{-3}}{1{,}6 \times 10^{-19}} = 10^{17}$ élect/s.

soit 5×10^{17} électrons en 5 secondes.

énergie d'un électron : $eU = 1{,}6 \times 10^{-19} \times 2{,}5 \times 10^{5} = 4 \times 10^{-14}$ J.

énergie en 1 seconde : $NeU = iU = 16 \times 10^{-3} \times 2{,}5 \times 10^{5} = 4\,000$ J.

énergie calorifique en 5 secondes (99 % du total) :

$$W = 4\,000 \times 5 \times 0{,}99 = 19\,800\ J.$$

3° Élévation de température :

$$\Delta T = \frac{W}{mc} = \frac{19\,800}{420} = 47\ °C.$$

II. A RÉSOUDRE.

17. 07. — Un tube fournit des rayons X dont la plus petite longueur d'onde est de 10 pm.

1° Calculer la fréquence des radiations, l'énergie d'un photon et la tension anodique.

2° Sachant que des rayons de 100 pm sont absorbés à 50 % par 0,6 mm d'aluminium ($Z = 13$), quelle devra être l'épaisseur de la plaque en fer ($Z = 26$) qui absorbera 50 % des rayons ci-dessus? On rappelle que l'absorption est proportionnelle au cube de λ et au cube du numéro atomique Z.

A DÉCOUPER SUIVANT LE POINTILLÉ

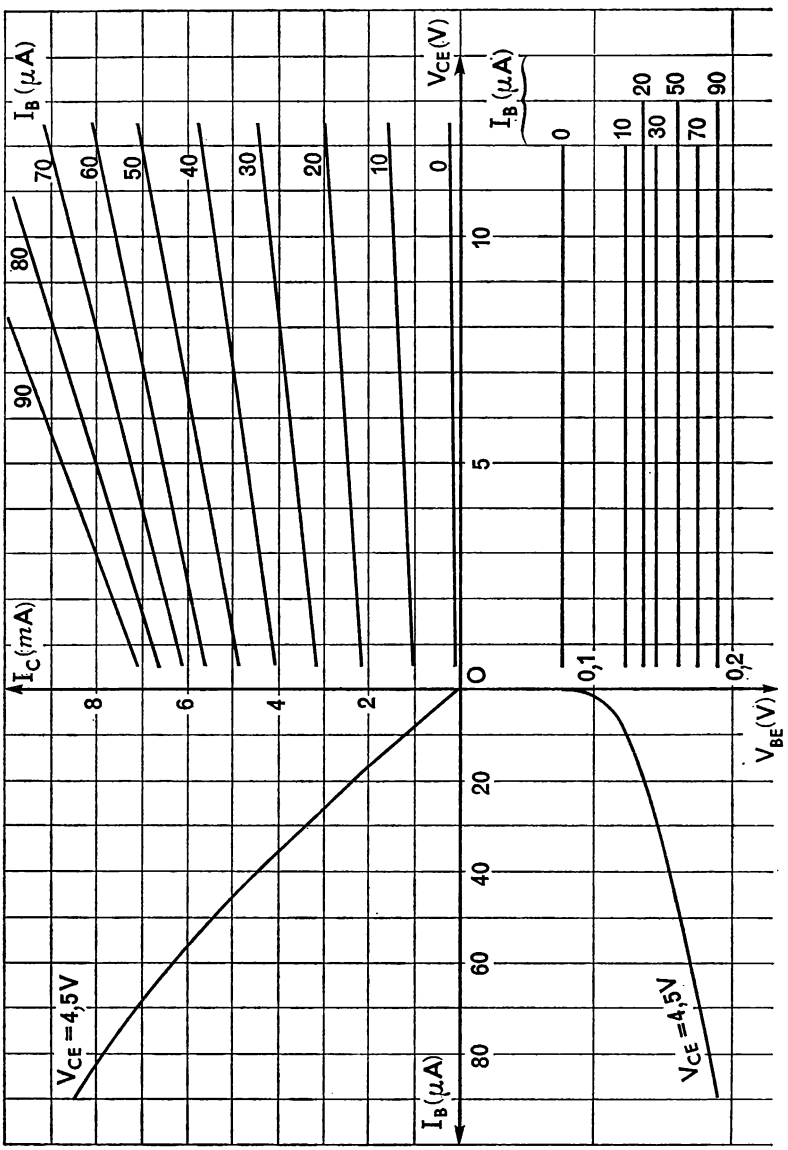


Fig. 190.

A DÉCOUPER SUIVANT LE POINTILLÉ

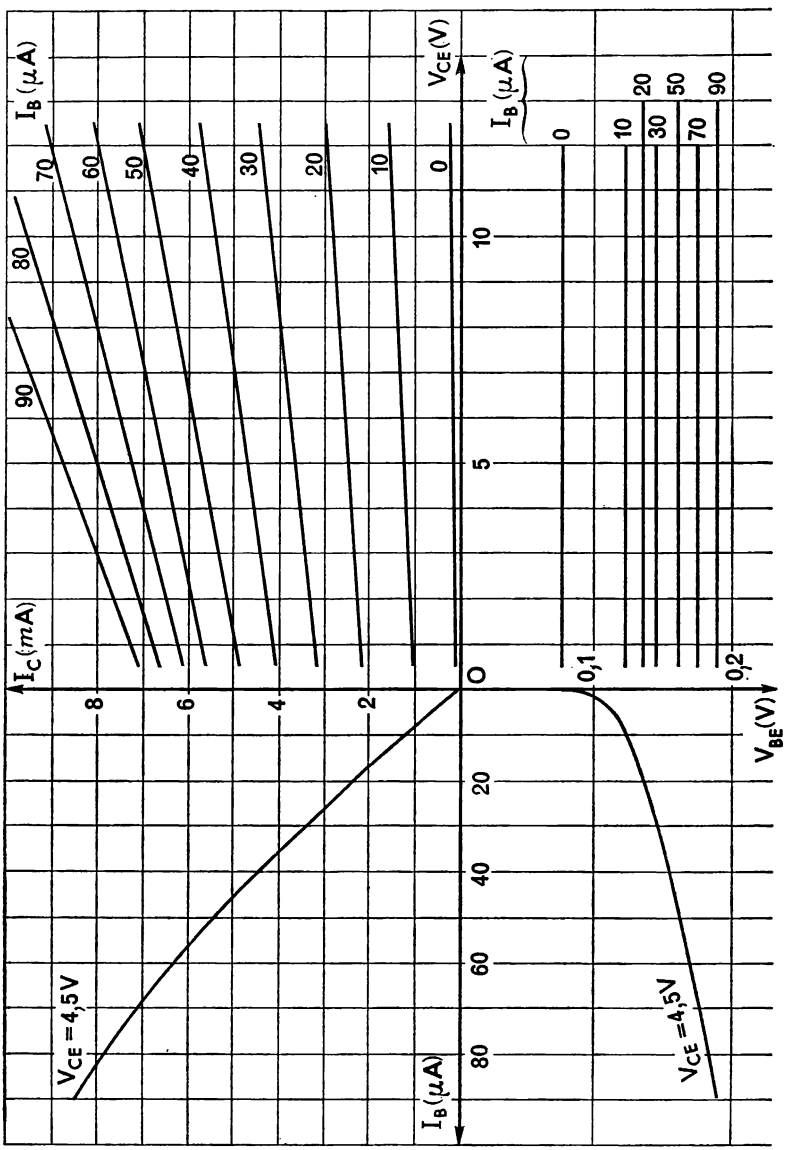


Fig. 190.

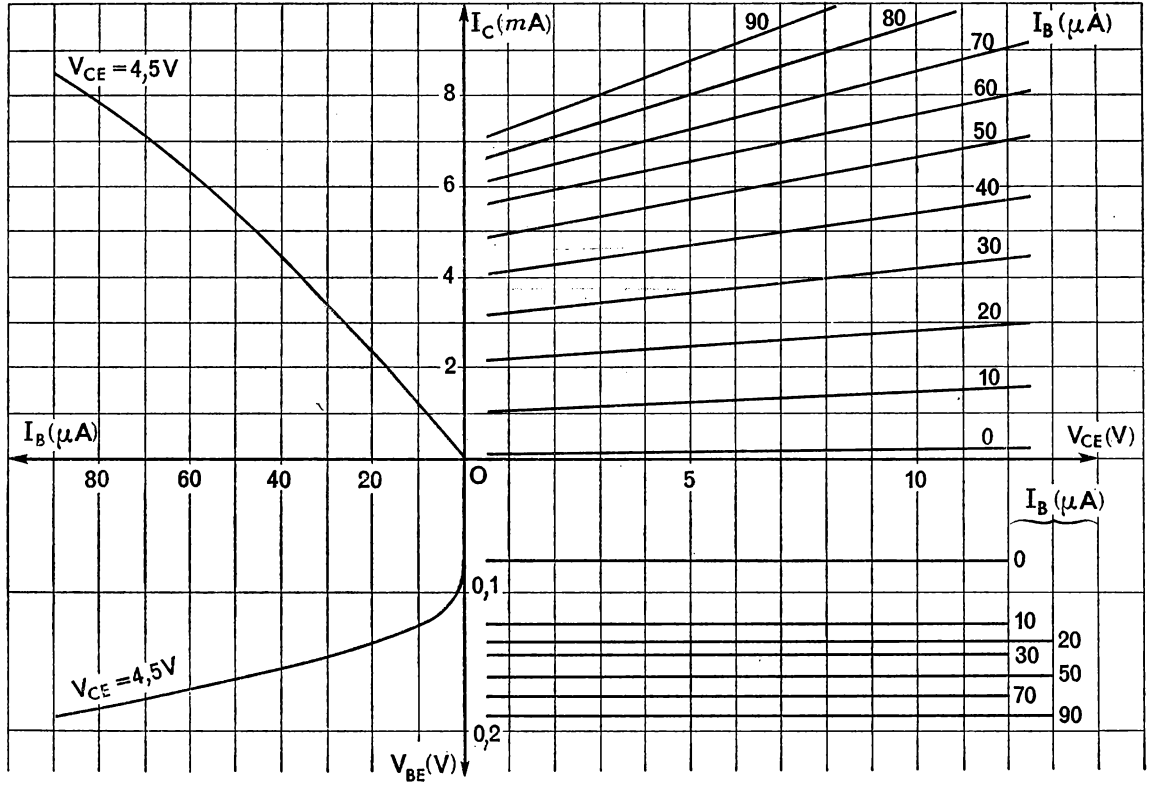

I_C(mA)
I_B(μA)
V_{CE} =4,5V
8
6
4
2
90
80
70
60
50
40
30
20
10
0
V_{CE}(V)
I_B(μA)
80
60
40
20
O
5
10
I_B(μA)
0
10
20
30
50
70
90
0,1
0,2
V_{CE} =4,5V
V_{BE}(V)

Fig. 190.

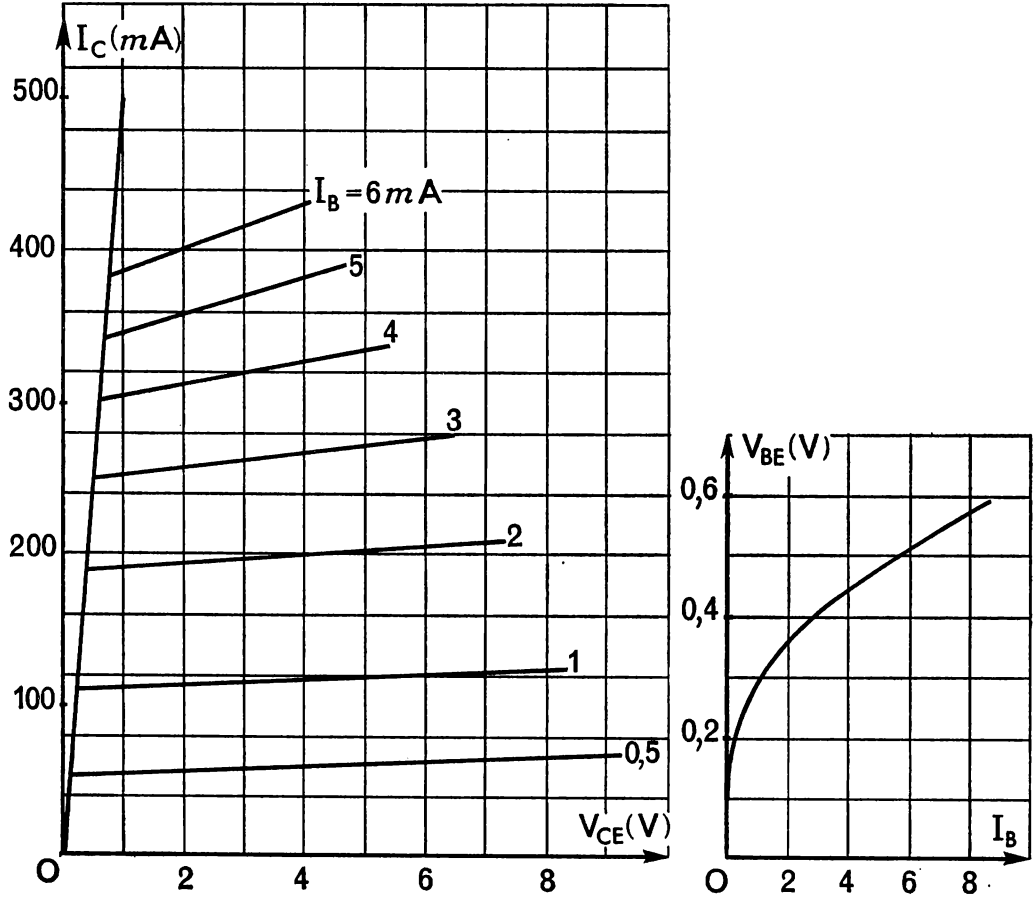


Fig. 191. — *Caractéristiques du NPN type AC 127.*

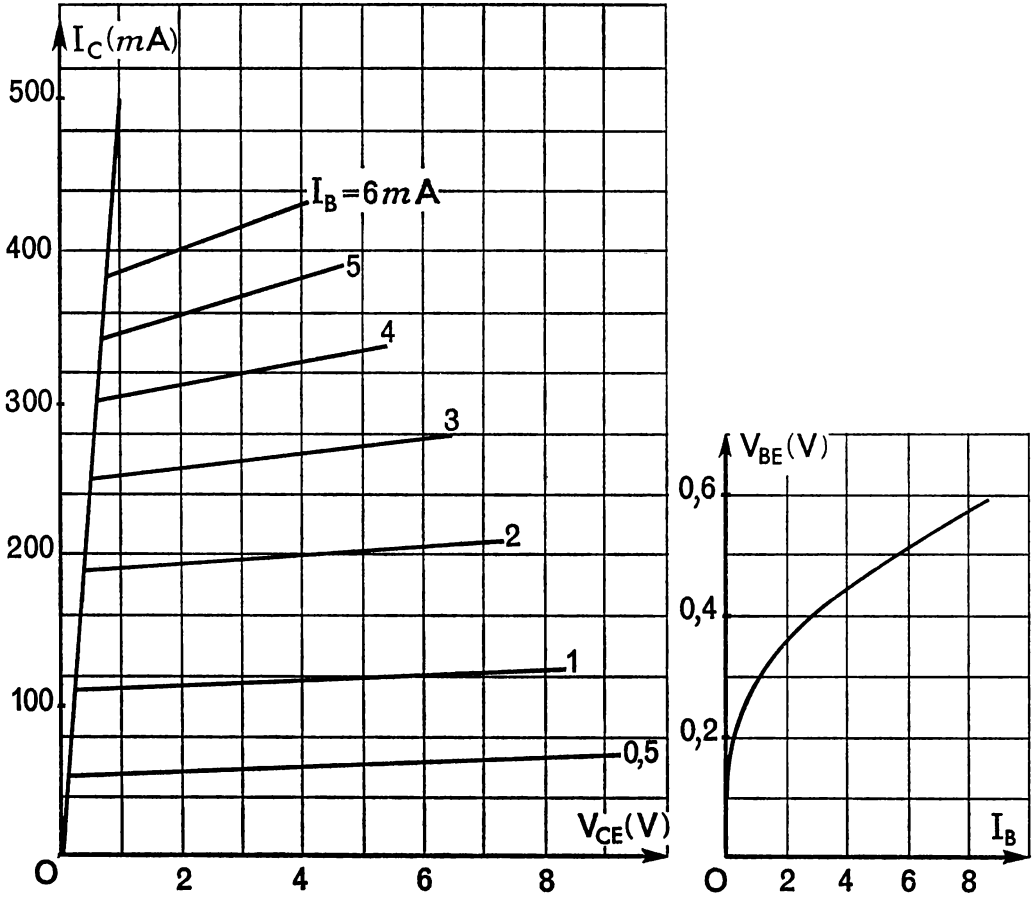


Fig. 191. — *Caractéristiques du NPN type AC 127.*

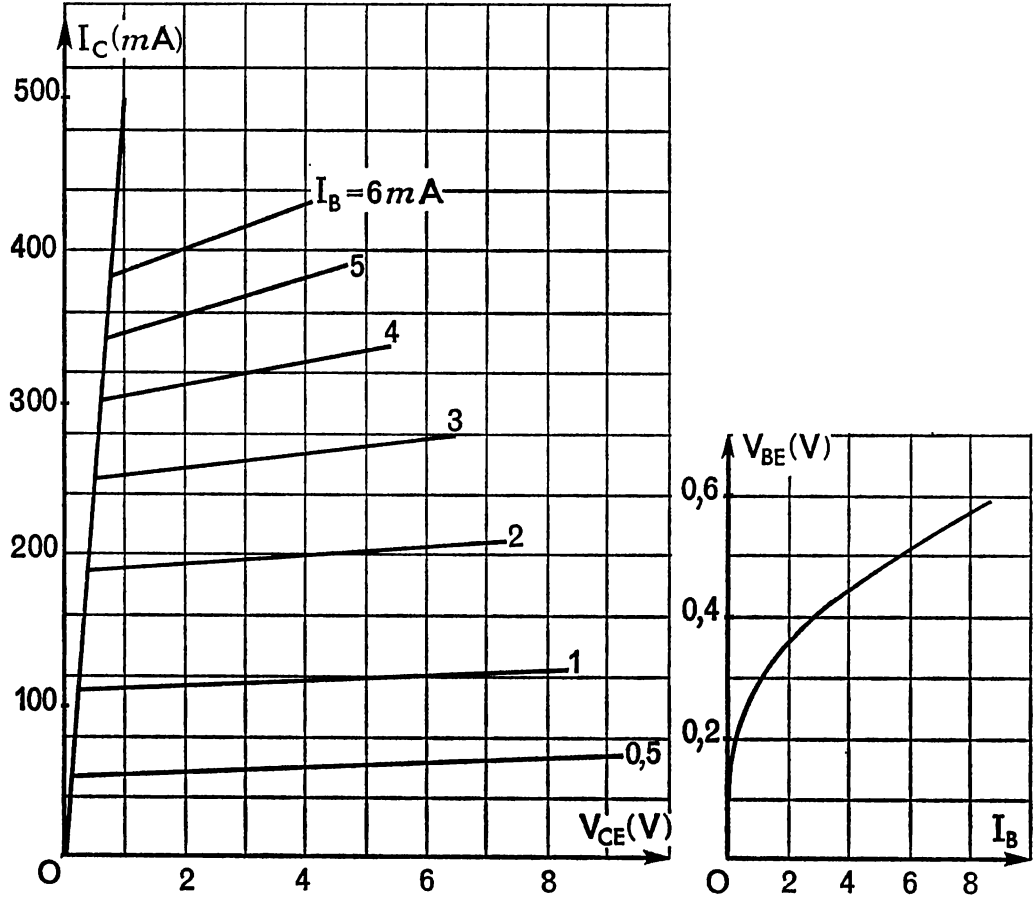


Fig. 191. — *Caractéristiques du NPN type AC 127.*

FD - IMPRIMERIE ALENÇONNAISE
RUE ÉDOUARD-BELIN - 61-ALENÇON

N° d'éditeur Tc 17.630
Dépôt légal : 3e trimestre 1973

Imprimé en France